В. Ф. Самойлов

Синхронизация генераторов телевизионной развертки



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 395

В. Ф. САМОЙЛОВ

СИНХРОНИЗАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ РАЗВЕРТКИ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1961 ЛЕНИНГРАД

В брошюре изложены основы теории и расчета схем отделения и разделения синхроимпульсов, схем импульсной и инерционной синхронизации генераторов развертки, а также рассматриваются вопросы повышения помехоустойчивости синхронизации.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей, знакомых с основами телевизионной техники.

6Ф3 *Самойлов Владимир Федорович*

С17 СИНХРОНИЗАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ РАЗВЕРТКИ. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.

96 с. с черт. (Массовая радиобиблиотека, Вып. 395).

6Ф3

Редактор *А. Х. Якобсон* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 21/X 1960 г. Подписано к печати 24/XII 1960 г.

Т-16207. Бумага $84 \times 108^{1}/_{32}$ 4,92 печ. л. Уч. изд. л. 4,8

Тираж 65 000 экз. Цена 19 коп. Зак. 2553

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Существенным отличием телевизионного канала связи, например от звукового канала, является наличие в аппаратуре узлов, служащих для обеспечения синхронизации генераторов развертки лучей передающей и приемной трубок. Это обстоятельство значительно усложняет технику телевизионных передач, но в то же время является совершенно необходимым.

Электронный луч передающей трубки, находящейся в передающей камере на телевизионном центре, и электронные лучи приемных трубок в многочисленных телевизионных приемниках должны двигаться синхронно и синфазно или, другими словами, положения луча на мозаике (мишени) передающей трубки и лучей на экранах приемных трубок должны точно совпадать в любой момент времени. Недостаточно точное выполнение этого требования приведет к недопустимым искажениям принятого изображения, оно может превратиться в беспорядочную смесь светлых и темных пятен на экране.

Таким образом в телевизионный сигнал, излучаемый антенной радиопередатчика телевизионного центра, вводятся специальные синхроимпульсы, служащие для управления частотой и фазой генераторов развертки телевизионных приемников. В свою очередь в каждом телевизоре имеется схема, выделяющая синхроимпульсы из общего телевизионного сигнала. Для того чтобы излишне не увеличивать стоимость телевизора и не усложнять его эксплуатацию, эта схема выделения и подачи синхроимпульсов в генераторы развертки должна быть возможно более простой, надежной в работе, устойчивой к воздействию помех, попадающих в телевизор вместе с сигналом.

Помехоустойчивость является также важным требованием к схемам синхронизации в телевизоре. Импульсы помехи, проходящие через радиоприемник и попадающие на управляющий электрод приемной трубки, искажают изображение. Если же эти помехи попадают в схему синхронизации генераторов развертки, то, вызывая хаотические изменения частоты и фазы колебаний в этих генераторах, они делают изображение совершенно непригодным для наблюдения.

Рассмотрение основных принципов работы узлов, обеспечивающих синхронизацию развертки, является содержанием данной книги. Существует сравнительно большое количество разнообразных схем отделения и разделения синхроимпульсов, схем импульсной и инерционной синхронизации, способов повышения помехоустойчивости работы и пр.

Автор не задавался целью рассмотреть возможно большее количество вариантов схем, мелких усовершенствований и т. д. Цель книги — при небольшом количестве примеров изложить основы работы схем синхронизации в телевизионном приемнике.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О РАБОТЕ ГЕНЕРАТОРОВ РАЗВЕРТКИ

ТРЕБОВАНИЯ К СИНХРОИМПУЛЬСАМ

Рассмотрим кратко упрощенную блок-схему телевизионного центра (рис. 1,*а*).

Объектив *О* создает на фотокатоде передающей трубки оптическое изображение *А'* объекта *А*. В передающей трубке образуется сигнал, соответствующий передаваемому изображению. Этот сигнал после необходимого усиления поступает на передатчик, а затем излучается антенной.

Синхрогенератор вырабатывает синхроимпульсы строчной и кадровой частоты, которые используются для синхронизации генераторов развертки луча передающей трубки, а также смешиваются в видеоусилителе с сигналом изображения. Таким образом, на передатчик поступает смесь сигналов изображения и синхронизации. Кроме того, синхрогенератор формирует и ряд других напряжений импульсной формы, например сигнал гашения луча приемной и передающей трубок во время обратного хода развертки, сигнал для генератора компенсации черного пятна и др.

Телевизор (рис. 1,*б*) содержит обычные для радиоприемника узлы — усилитель высокой частоты (УВЧ), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), детектор. Принятый сигнал, пройдя УВЧ и УПЧ, детектируется, а затем усиливается видеоусилителем. Далее сигнал подается на управляющий электрод (или катод, в зависимости от полярности сигнала) приемной электронно-лучевой трубки (кинескопа).

Одновременно с выхода видеоусилителя сигнал подается на амплитудный селектор, где происходит отделение импульсов синхронизации от сигналов изображения. Затем в последующем блоке синхроимпульсы раз-

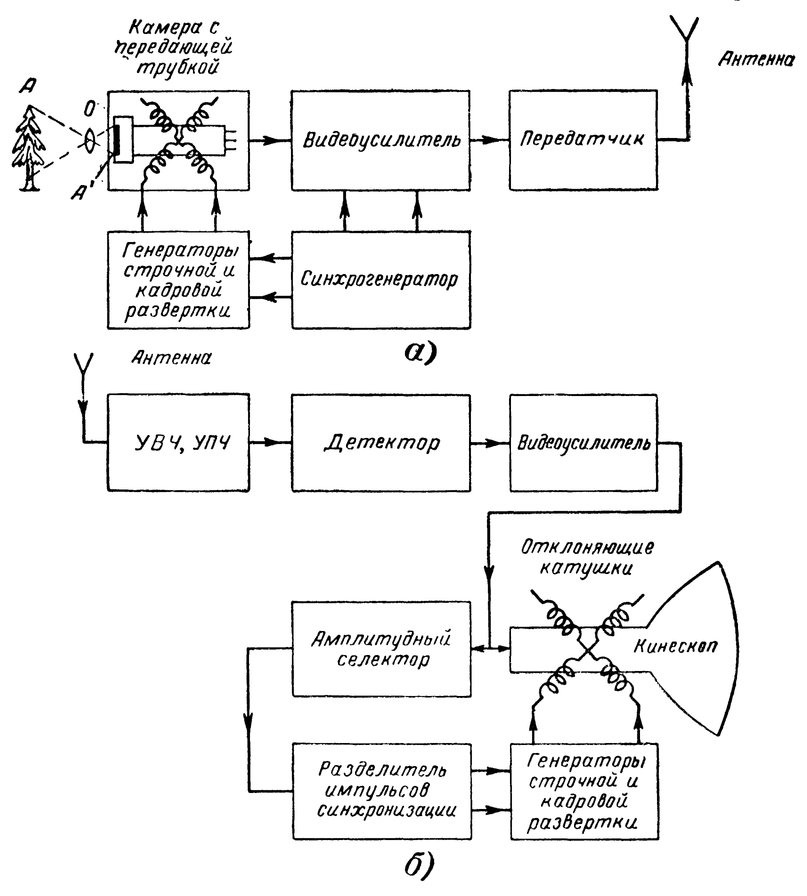


Рис. 1. Блок-схема телевизионной аппаратуры.
а — передающая часть; б — приемная часть.

деляются на строчные и кадровые и поступают соответственно на строчный и кадровый генераторы развертки.

Электронные лучи передающей и приемной трубок должны двигаться не только синхронно, но и синфазно,

т. е. координаты нахождения луча на мишени (мозаике) передающей трубки должны в любой момент времени совпадать с соответствующими координатами луча на экране приемной трубки.

Сигналы синхронизации, вырабатываемые синхрогенератором и смешиваемые с сигналом изображения, должны удовлетворять следующим требованиям: 1) синхроимпульсы не должны создавать видимых помех на принятом изображении; 2) для удешевления и упрощения телевизионного приемника должна быть предусмотрена возможно большая простота отделения синхроимпульсов от сигнала изображения; 3) по той же причине разделение синхроимпульсов на строчные и кадровые должно основываться на простом и надежном принципе; 4) форма синхроимпульсов должна обеспечивать возможность надежной синхронизации генераторов развертки.

Этим требованиям лучше всего удовлетворяют синхросигналы, имеющие форму П-образных узких импульсов, передаваемых во время обратного хода луча по строкам и кадрам. Крутой фронт этих импульсов обеспечивает синфазность работы генераторов развертки. Прохождение таких импульсов только во время обратного хода делает их незаметными на изображении.

Простой способ отделения импульсов синхронизации от полного телевизионного сигнала в приемнике основан на амплитудной селекции. Импульсы синхронизации, замешанные в полный сигнал, всегда выше уровня сигнала изображения, что позволяет их отделить при помощи амплитудных ограничителей. П-образные строчные и кадровые синхроимпульсы сильно отличаются по длительности (примерно в сорок раз), что позволяет простыми средствами разделить их на строчные и кадровые (селекция по длительности) и направить их для синхронизации соответствующих генераторов развертки.

В телевизионном вещании используется чересстрочная развертка — технический прием, позволяющий увеличить частоту кадров вдвое без увеличения ширины спектра частот сигнала изображения. Чересстрочная развертка устраняет неприятное мелькание на экране, связанное с недостаточной скоростью смены кадров. Однако при такой развертке усложняется импульсная структура синхросигналов.

БЛОК-СХЕМА ГЕНЕРАТОРА РАЗВЕРТКИ

Для последовательного изложения вопросов синхронизации генераторов развертки сначала кратко рассмотрим работу таких генераторов. Типичная блок-схема генератора развертки (рис. 2,*а*) содержит следующие основные узлы: 1) задающий генератор (блокинг-генератор или мультивибратор). Назначение задающего генератора — создание узких импульсов, возникающих во время обратного хода развертки. Эти импульсы уп-

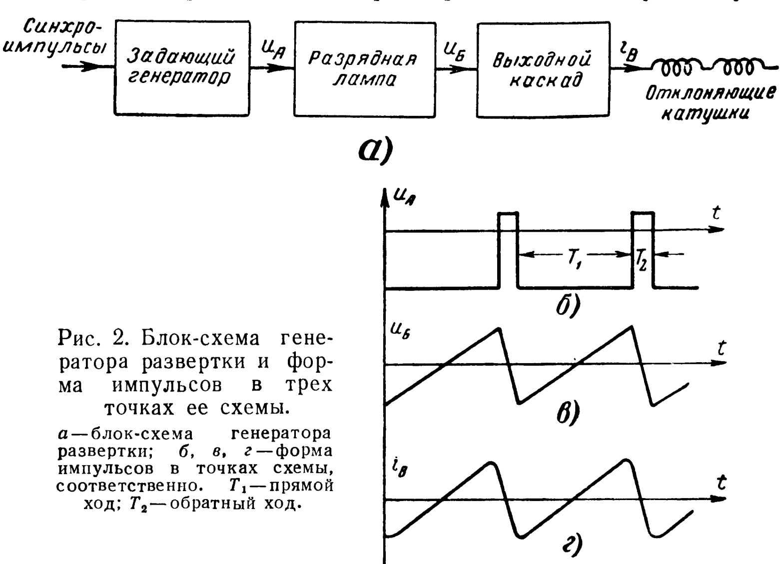


Рис. 2. Блок-схема генератора развертки и форма импульсов в трех точках ее схемы.

а — блок-схема генератора развертки; *б*, *в*, *г* — форма импульсов в точках схемы, соответственно. T_1 — прямой ход; T_2 — обратный ход.

равляют следующим каскадом схемы — разрядной лампой; 2) схема с разрядной лампой. Она служит для формирования пилообразного напряжения, подаваемого в сеточную цепь выходного каскада; 3) выходной каскад. Этот каскад создает пилообразный ток в отклоняющих катушках. В нем применяется достаточно мощная лампа. В случае строчной развертки эта лампа должна выдерживать импульсы напряжения на ее аноде, достигающие нескольких тысяч вольт.

Форма импульсов в некоторых точках блок-схемы генератора развертки изображена на рис. 2,*б*, *в* и *г*.

В схемах развертки новых телевизоров задающий генератор (блокинг-генератор) в целях уменьшения

числа ламп объединяется с разрядной лампой. Встречаются также схемы генераторов развертки, в которых задающий генератор и устройство, формирующее пилообразное сеточное напряжение, объединяются с выходным каскадом. В этом случае выходная лампа охвачена положительной обратной связью и является плечом своеобразного мультивибратора.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ГЕНЕРАТОРА РАЗВЕРТКИ

Рассмотрим кратко работу принципиальной схемы генератора пилообразного тока с трансформаторным подключением отклоняющих катушек $L_к$ (рис. 3). На этом же рисунке изображены формы импульсов в различных точках этой схемы.

При достаточно большой индуктивности первичной (анодной) обмотки выходного трансформатора в случае подачи пилообразного напряжения $u_{с3}$ на управляющую сетку выходной лампы $Л_3$ форма отклоняющего тока $i_к$ имеет необходимый пилообразный вид. Пилообразное напряжение в схеме разрядной лампы $Л_2$ создается следующим образом: в течение прямого хода T_1 лампа $Л_2$ заперта и конденсатор C_3 заряжается по экспоненциальному закону через сопротивление R_7. Во время обратного хода T_2 лампа $Л_2$ открывается положительными импульсами, поступающими на ее управляющую сетку от блокинг-генератора $Л_1$. Параметры схемы выбираются так, чтобы зарядное сопротивление R_7 было значительно больше сопротивления разряда (т. е. сопротивления открытой лампы $Л_2$). Поэтому конденсатор C_3 быстро разряжается через лампу $Л_2$, когда она открыта (обратный ход), и медленно заряжается через сопротивление R_7 (прямой ход, лампа $Л_2$ заперта). В результате на конденсаторе C_3 образуется пилообразное напряжение.

Сопротивление R_3 служит для создания узкого отрицательного импульса напряжения во время обратного хода. Через это сопротивление протекает ток заряда и разряда конденсатора C_3. Напряжение на сопротивлении R_3, совпадающее по форме с протекающим через него током, имеет форму узких отрицательных импульсов. Суммарное напряжение $u_{с3}$, состоящее из напря-

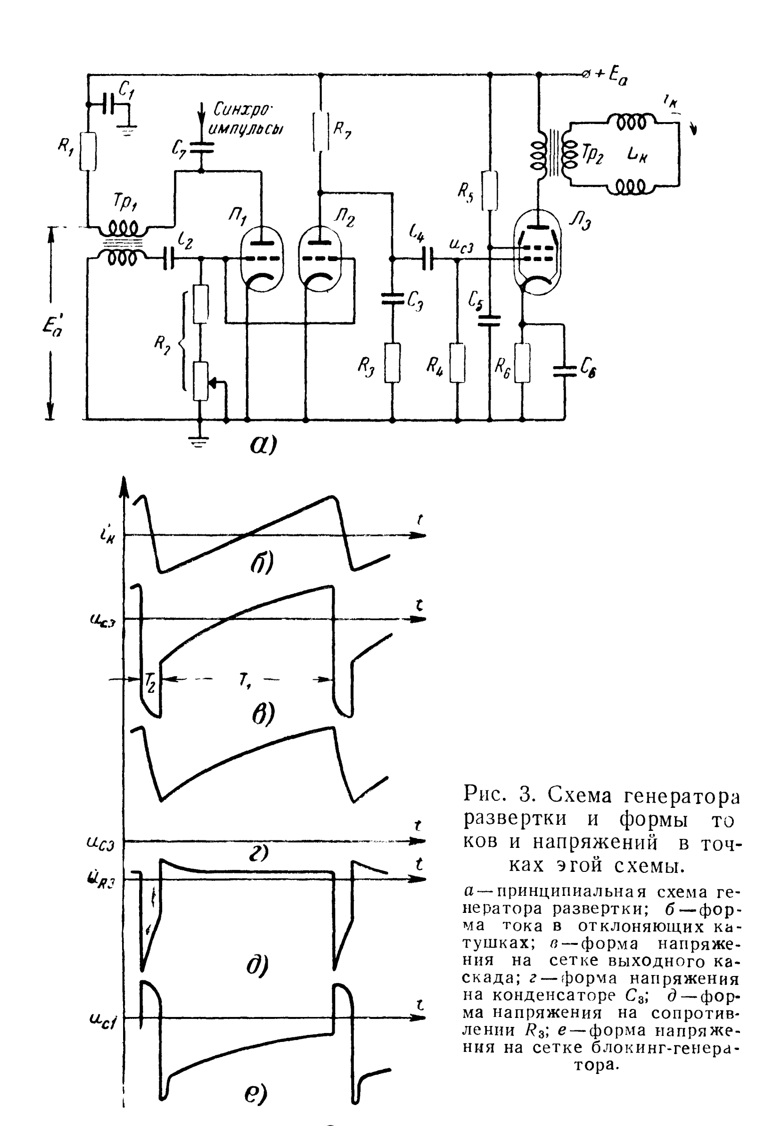


Рис. 3. Схема генератора развертки и формы токов и напряжений в точках этой схемы.

а — принципиальная схема генератора развертки; *б* — форма тока в отклоняющих катушках; *в* — форма напряжения на сетке выходного каскада; *г* — форма напряжения на конденсаторе C_3; *д* — форма напряжения на сопротивлении R_3; *е* — форма напряжения на сетке блокинг-генератора.

жения на конденсаторе C_3 и напряжения на сопротивлении R_3, называется пилообразно-импульсным. Это напряжение через переходную цепь C_4R_4 подается на сетку выходной лампы.

Отрицательный импульс обратного хода в этом пилообразно-импульсном напряжении нужен для надежного

запирания лампы $Л_3$ во время обратного хода. Дело в том, что во время обратного хода на индуктивной части анодной нагрузки выходной лампы возникает положительный импульс напряжения (э. д. с. самоиндукции), достигающий значительной величины — в выходных каскадах кадровой развертки этот импульс составляет несколько сот вольт, а в строчной развертке даже несколько тысяч вольт. Это приводит к тому, что во время обратного хода действующее анодное напряжение значительно повышается. В результате сеточная характеристика анодного тока выходной лампы во время обратного хода перемещается влево (рис. 4) и для надежного запирания выходного каскада требуется дополнительный отрицательный импульс.

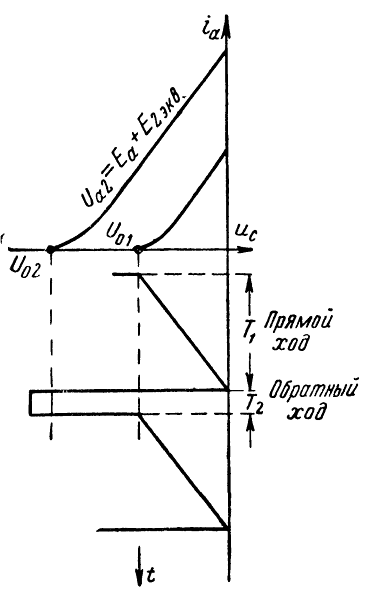


Рис. 4. Перемещение сеточной характеристики выходной лампы во время обратного хода.

Впрочем, в новых схемах кадровой и строчной развертки сопротивление R_3 часто отсутствует. В генераторах кадровой развертки отрицательный импульс обратного хода создается другими элементами схемы, не изображенными на рис. 3. В генераторе строчной развертки выходная лампа работает с отсечкой (в режиме класса В), и ее надежное запирание осуществляется увеличением амплитуды пилообразного сеточного напряжения. В этом случае сопротивление R_3 может быть исключено.

Блокинг-генератор создает узкие положительные импульсы, открывающие разрядную лампу на время обратного хода. Синхроимпульсы, принятые телевизионным приемником, отделенные от сигнала изображения и разделенные на строчные и кадровые, подаются в схему блокинг-генератора и заставляют его работать с заданной частотой и фазой.

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Для уяснения процесса синхронизации рассмотрим более подробно блокинг-генератор как пример схемы задающего каскада генератора развертки.

Блокинг-генератор представляет собой одноламповую схему с самовозбуждением. Сильная положительная обратная связь создается трансформатором Tp_1 (рис. 3), связывающим анодную и сеточную цепи. Элементы C_2 и R_2 определяют в основном период колебаний. C_1 и R_1 образуют фильтр, препятствующий проникновению импульсов напряжения, возникающих в схеме блокинг-генератора, в цепь источника питания.

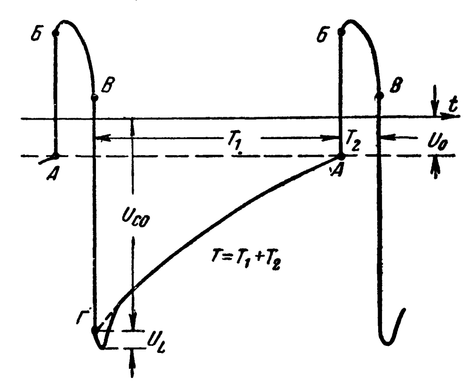


Рис. 5. Форма напряжения на сетке блокинг-генератора.

Типичная форма импульсного напряжения на сетке лампы блокинг-генератора изображена на рис. 5. Для рассмотрения процессов, происходящих в схеме, удобно весь период колебаний T разбить на два неравных участка: T_1 — прямой ход, лампа заперта, на ее сетке отрицательное напряжение; T_2 — обратный ход, лампа открыта, на ее сетке положительное напряжение.

Во время обратного хода T_2 напряжение на сетке лампы заходит в область больших положительных значений u_c, что приводит к возникновению большого сеточного тока, заряжающего конденсатор C_2.

Рассмотрение процесса образования сеточного напряжения, имеющего форму, показанную на рис. 5, начнем с точки $Г$. В этой точке лампа блокинг-генератора

заперта значительным отрицательным напряжением на конденсаторе C_2 и в работе схемы временно не участвует. Эквивалентная схема для этого момента изображена на рис. 6,*а*. Конденсатор C_2, имея начальное значение напряжения U_{C0}, которое он получил за счет заряда его сеточными токами в предыдущую часть периода, будет разряжаться через индуктивность $L_с$ сеточной обмотки трансформатора и сопротивление R_2.

Ток разряда $i_с$, проходя через сеточную обмотку, вызывает в ней э. д. с. самоиндукции, которая на рис. 5 изображена в виде импульса U_L. Однако разряд конденсатора C_2 происходит сравнительно медленно и поэтому этот импульс быстро исчезает. Таким образом, конденсатор C_2 разряжается в основном через сопротивление R_2, а индуктивность $L_с$ в течение большей части периода прямого хода на характер разряда влияния не оказывает. В точке *А* напряжение на сетке лампы достигает значения напряжения отсечки анодного тока U_0. В этот момент появляется анодный ток, лампа начинает открываться.

Эквивалентная схема для момента времени, отмеченного на рис. 5 точкой *А*, приведена на рис. 6,*б*. Появление анодного тока вызывает на анодной обмотке трансформатора $L_а$ э. д. с. самоиндукции $u_{Lа}$ со знаками, указанными на рисунке. Трансформатор передает это напряжение в сеточную цепь с противоположными знаками (положительная обратная связь), так что на сетке скачком возникает положительное напряжение $u_{Lс}$. Так как на конденсаторе C_2 напряжение скачком измениться не может, то для участка *АБ* (рис. 5), где сеточное напряжение изменяется скачком, конденсатор C_2 может быть заменен батареей с напряжением U_0, равным напряжению отсечки, как это и показано на рис. 6,*б*.

В точке *Б* (рис. 5) положительное сеточное напряжение перестает расти в основном по двум причинам: во-первых, значительная положительная величина этого напряжения (доходящая иногда до 100 — 200 *в*) вызывает эффективный сеточный ток, т. е. сопротивление $r_{с.к}$ участка сетка — катод оказывается малым — 200 — 500 *ом*. Это сопротивление шунтирует сеточную цепь. Поэтому на эквивалентной схеме рис. 6,*б* R_2 исключено, так как $r_{с.к}$ значительно меньше R_2. Во-вторых, при значительном положи-

тельном напряжении на управляющей сетке крутизна анодного тока также резко падает, что приводит к снижению э. д. с. самоиндукции в обмотках трансформатора.

Таким образом, на участке *БВ* (рис. 5) лампа не управляется (или почти не управляется) сеточным напряжением. Эквивалентная схема для этого участка может быть представлена рис. 6,*в*. В период времени *БВ* кон-

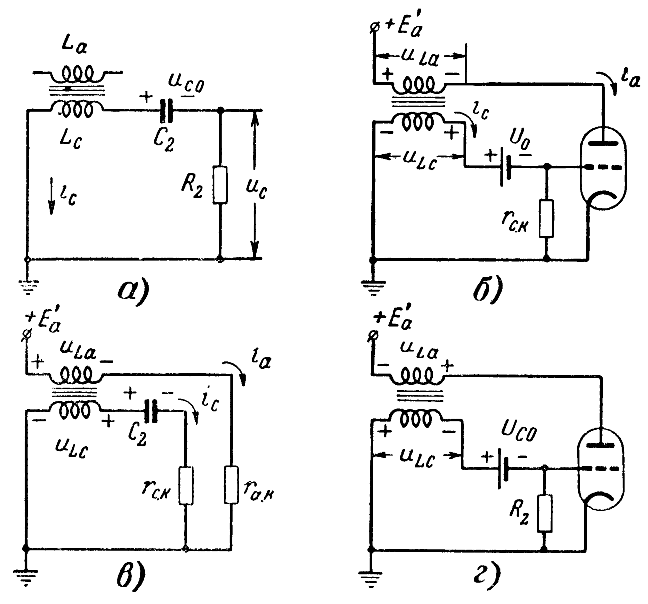


Рис. 6. Эквивалентные схемы блокинг-генератора.

а — при запертой лампе; *б* — в первый момент отпирания лампы; *в* — при открытой лампе; *г* — в первый момент запирания лампы.

денсатор C_2 заряжается сеточным током. Напряжение на нем оказывается отрицательным по отношению к сетке, поэтому сеточное напряжение по мере заряда конденсатора падает.

В точке *В* шунтирующее действие сопротивления $r_{с.к}$ настолько уменьшается, а крутизна анодного тока настолько увеличивается, что лампа опять оказывается в нормальном усилительном режиме.

На участке *ВГ* уменьшающийся анодный ток вследствие уменьшения сеточного напряжения вызывает изменение знака э. д. с. самоиндукции на анодной обмотке

трансформатора. Изменяются также знаки напряжения на сеточной обмотке (рис. 6,*г*). Лампа скачком запрется, полный цикл колебаний напряжения на сетке завершится.

Как видно из рис. 5, период колебаний определяется в основном длительностью прямого хода:

$$T = T_1 + T_2 \approx T_1. \tag{1}$$

Длительность же прямого хода связана с разрядом конденсатора C_2 на сопротивление R_2. Практическая формула, позволяющая приблизительно определить длительность периода, имеет следующий вид:

$$T \approx (2 \div 2,5)\, R_2 C_2. \tag{2}$$

В практических схемах сопротивление R_2 состоит из двух последовательно соединенных сопротивлений: постоянного и переменного (рис. 3,*а*). Изменяя величину переменного сопротивления, можно подстраивать частоту блокинг-генератора.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ИМПУЛЬСНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ РАЗВЕРТКИ

СИНХРОНИЗАЦИЯ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Импульсы синхронизации, отделенные в телевизионном приемнике от сигнала изображения, после разделения на строчные и кадровые синхроимпульсы подаются в сеточную цепь блокинг-генератора. Процесс синхронизации блокинг-генератора показан на рис. 7. Для устойчивой синхронизации требуется, чтобы период следования синхроимпульсов был несколько меньше собственного периода колебаний блокинг-генератора:

$$T_{\text{синх}} < T_{\text{соб}}.$$

Полярность синхроимпульсов, подводимых к сетке лампы блокинг-генератора, должна быть положительной.

Из рассмотрения рис. 7 следует, что синхроимпульсы принудительно укорачивают собственный период коле-

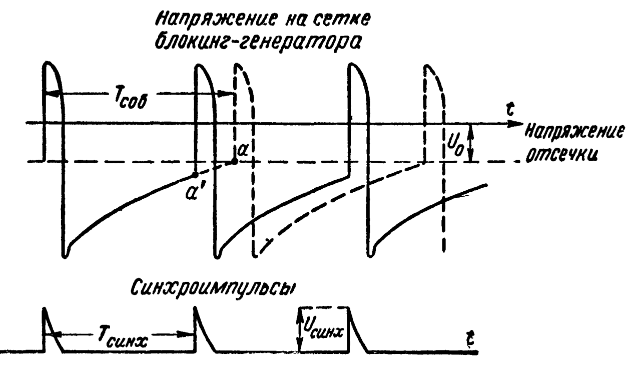


Рис. 7. Импульсная синхронизация блокинг-генератора.

баний, заставляя лампу открыться несколько раньше, чем в случае отсутствия импульсов синхронизации. Положительные синхроимпульсы переносят сеточное напряжение $U_с$ за напряжение отсечки U_0 в точке a', расположенной на рис. 7 левее точки a.

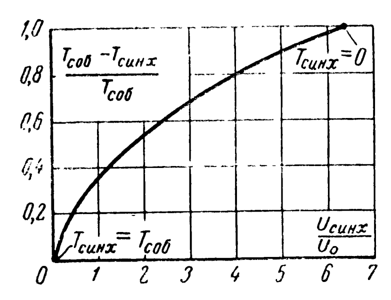


Рис. 8. Зависимость расстройки периода автоколебаний блокинг-генератора от амплитуды синхроимпульсов.

Очевидно, что допустимая разница $T_{соб} - T_{синх}$ (т. е. область захватывания) зависит от амплитуды синхроимпульсов $U_{синх}$. Чем больше $T_{соб} - T_{синх}$, тем больше должна быть величина $U_{синх}$. Зависимость между минимально допустимым значением относительной амплитуды синхроимпульсов и относительной разницей периодов автоколебаний блокинг-генератора и синхроимпульсов показана на рис. 8.

ВЛИЯНИЕ КРУТИЗНЫ ФРОНТА СИНХРОИМПУЛЬСА НА КАЧЕСТВО СИНХРОНИЗАЦИИ

Точность и устойчивость синхронизации сильно влияют на качество изображения. Если, например, период строчного блокинг-генератора хотя бы незначительно меняется, то это вызывает относительное взаим-

ное перемещение строк по горизонтали. В результате вертикальные линии изображения искривляются и выглядят как бы разорванными. Хаотические изменения периода кадрового блокинг-генератора даже на очень небольшую величину приводят к спариванию (накладыванию) четных и нечетных строк, к нарушению чересстрочной развертки и в результате этого к уменьшению четкости по вертикали.

Практически установлено, что точность постоянства периода колебаний как строчного, так и кадрового блокинг-генератора должна быть не хуже длительности передачи половины одного элемента разложения. Основываясь на этой практической норме, вычислим допустимую нестабильность периода колебаний.

Для строчного блокинг-генератора по стандарту $T_{\text{синх}} = 64$ *мксек*. Из этого времени приблизительно 57 *мксек* составляет прямой ход T_1 и 7 *мксек* — обратный ход T_2.

Вдоль строки укладывается около 800 элементов разложения. Отсюда время передачи одного элемента

$$T_{\text{эл}} = \frac{57}{800} = 0{,}07 \text{ мксек.}$$

Допустимая относительная нестабильность

$$\delta_{\text{стр}} = \frac{T_{\text{эл}}}{2} : T_{\text{синх}} = \frac{0{,}07}{2 \cdot 64} = 5{,}5 \cdot 10^{-4}.$$

Для кадрового блокинг-генератора по стандарту $T_{\text{синх}} = 20$ *мсек*. Из этого времени приблизительно 19 *мсек* составляет прямой ход T_1 и 1 *мсек* — обратный ход T_2. По вертикали укладывается примерно 600 элементов изображения:

$$T_{\text{эл}} = \frac{19}{600} = 0{,}03 \text{ мсек.}$$

Допустимая относительная нестабильность

$$\delta_{\text{кадр}} = \frac{T_{\text{эл}}}{2} : T_{\text{синх}} = \frac{0{,}03}{2 \cdot 20} = 7{,}5 \cdot 10^{-4}.$$

Период колебаний блокинг-генератора может быть нестабильным, несмотря на воздействие синхроимпульсов из-за изменения напряжения питания анодных цепей и накала ламп. В случае если синхроимпульсы имеют даже

идеально постоянный период следования и сохраняют постоянство формы, недостаточная крутизна их переднего фронта приводит к существенной нестабильности периода колебаний блокинг-генератора. Это явление иллюстрируется рис. 9. При нестабильности напряжения источников питания, которая всегда в той или иной степени имеет место, напряжение отсечки флуктуирует (хаотически изменяется). Максимальное изменение этого напряжения

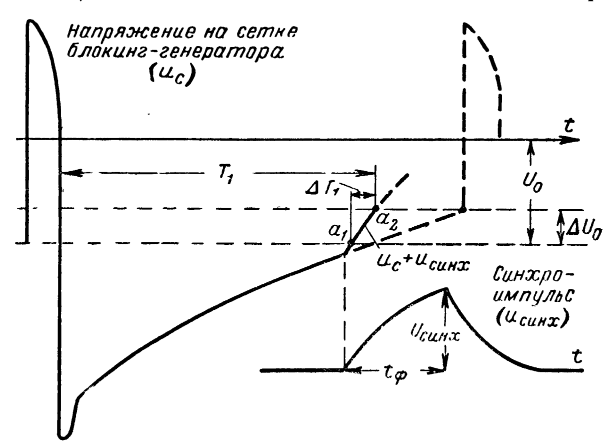


Рис. 9. Влияние длительности фронта синхроимпульса на нестабильность периода колебаний.

обозначено ΔU_0. Так как синхроимпульс имеет длительность фронта $t_ф$, неравную нулю, моменты перехода через линию отсечки a_1 и a_2 перемещаются по оси времени. Из рисунка следует, что флуктуации периода ΔT_1 связаны с флуктуацией напряжения отсечки ΔU_0 и длительностью фронта синхроимпульса $t_ф$. При идеально крутом фронте ($t_ф = 0$) флуктуации периода блокинг-генератора тоже равны нулю ($\Delta T_1 = 0$). Считая, что напряжение синхроимпульса нарастает линейно, из графика рис. 9 можно получить следующее приблизительное отношение:

$$\frac{U_{синх}}{t_ф} \approx \frac{\Delta U_0}{\Delta T_1},$$

отсюда

$$\Delta T_1 \approx \frac{\Delta U_0}{U_{синх}} t_ф.$$

Разделив правую и левую части этого равенства на T_1 получим зависимость относительного изменения периода колебаний $\Delta T_1/T_1$ от относительной длительности фронта синхроимпульса:

$$\frac{\Delta T_1}{T_1}=\frac{\Delta U_0}{U_{\text{синх}}}\cdot\frac{t_{\text{ф}}}{T_1}. \qquad (3)$$

Проиллюстрируем примером применение формулы (3).

Для кадрового блокинг-генератора допустимая нестабильность периода колебаний составляет (стр. 17):

$$\delta_{\text{кадр}}=7{,}5\cdot 10^{-4}.$$

Обычно относительная разница в периодах собственных колебаний и синхроимпульсов равна 10—20%. Выберем

$$\frac{T_{\text{соб}}-T_{\text{синх}}}{T_{\text{соб}}}\cdot 100=20\%.$$

По графику рис. 8 определяем относительную амплитуду синхроимпульса:

$$\frac{U_{\text{синх}}}{U_0}=0{,}5.$$

Напряжение отсечки для лампы блокинг-генератора (6Н8С, 6Н1П) оказывается не более $U_0\approx-15$ *в*. Отсюда

$$U_{\text{синх}}=0{,}5U_0=7{,}5 \text{ в}.$$

Относительная нестабильность напряжения отсечки вряд ли превосходит 10%:

$$\frac{\Delta U_0}{U_0}=0{,}1;\quad \Delta U_0=0{,}1U_0=0{,}1\cdot 15=1{,}5 \text{ в}.$$

Из формулы (3) для заданных величин находим минимально допустимую относительную длительность фронта синхроимпульса:

$$\frac{t_{\text{ф}}}{T_1}=\frac{\Delta T_1}{T_1}\,\frac{U_{\text{синх}}}{\Delta U_0}=\delta_{\text{кадр}}\,\frac{U_{\text{синх}}}{\Delta U_0}=7{,}5\cdot 10^{-4}\,\frac{7{,}5}{1{,}5}=3{,}7\cdot 10^{-3}.$$

Абсолютная допустимая длительность фронта ($T_1=$ $=19$ *мсек*):

$$t_{\text{ф}}=3{,}7\cdot 10^{-3}\cdot 19\simeq 80 \text{ мксек}.$$

СКОРОСТЬ ВХОЖДЕНИЯ В СИНХРОНИЗМ

Работающий блокинг-генератор при подаче на него синхроимпульсов синхронизируется не сразу. Должно пройти несколько периодов колебаний, пока синхроимпульсы заставят блокинг-генератор работать на заданной частоте. Число этих периодов обозначено буквой *m* на рис. 10, где изображен примерный график зависимости времени вхождения в синхронизм от относительной амплитуды синхроимпульсов. Чем меньше амплитуда

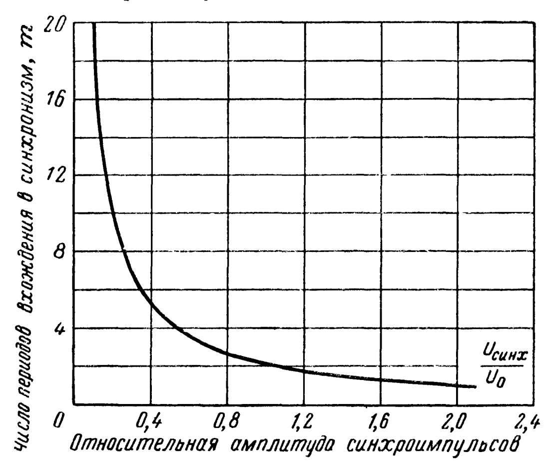


Рис. 10. Зависимость скорости вхождения в синхронизм от амплитуды синхроимпульсов.

синхроимпульсов, тем больше требуется времени для вхождения в синхронизм.

Например, для лампы 6Н8С $U_0 \approx -15$ *в* ($E_а = 250$ *в*). Если импульсы синхронизации составляют $U_{синх} = 1{,}5$ *в*, то $U_{синх}/U_0 = 0{,}1$ и из графика рис. 10 следует, что в этом случае требуется около 20 импульсов синхронизации, прежде чем блокинг-генератор войдет в синхронизм.

Рассмотрим теперь способы подачи синхроимпульсов в схему блокинг-генератора. Если импульсы имеют положительную полярность, они подаются в сеточную цепь. Одна из возможных схем подачи положительных импульсов представлена на рис. 11,*а*. Внутреннее сопро-

тивление источника синхроимпульсов R_i должно быть возможно меньше, так как сеточные токи лампы блокинг-генератора, заряжающие во время обратного хода конденсатор C_2, проходя через R_i, будут этим сопротивлением ограничиваться. Это может привести к ограничению заряда конденсатора C_2 и к уменьшению амплитуды и ухудшению формы генерируемых импульсов.

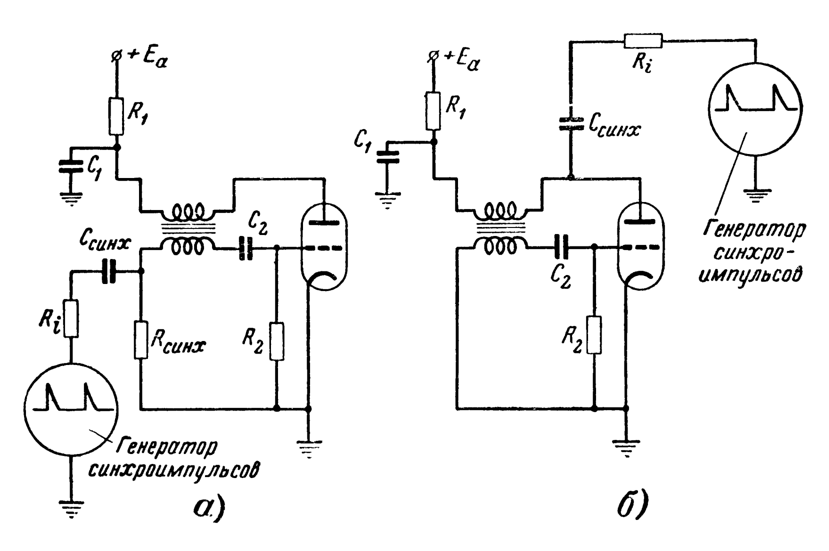


Рис. 11. Способы подачи синхроимпульсов в схему блокинг-генератора.

а — в сеточную цепь; *б* — в анодную цепь.

В этой схеме в качестве источника синхроимпульсов целесообразно использовать катодный повторитель — каскад, обладающий малым выходным сопротивлением.

В схеме рис. 11,*б* импульсы синхронизации отрицательной полярности подаются на анод лампы (или на анодную обмотку трансформатора). На сеточной обмотке трансформатора эти импульсы оказываются положительными. Таким образом, схема рис. 11,*б* также осуществляет подачу положительных синхроимпульсов в сеточную цепь лампы блокинг-генератора. При этом трансформатор является фазопереворачивающим устройством.

Внутреннее сопротивление источника синхроимпульсов в схеме рис. 11,*б* должно быть возможно большим, так как оно шунтирует трансформатор и, следовательно, может ухудшить работу блокинг-генератора.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СТРУКТУРА СТАНДАРТНОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ СИГНАЛ МЕЖДУ КАДРОВЫМИ ИМПУЛЬСАМИ

Для того чтобы познакомиться со способом совместной передачи импульсов синхронизации и сигнала изображения и рассмотреть возможности разделения строчных и кадровых импульсов, изучим более подробно структуру стандартного телевизионного сигнала.

Для большей наглядности удобно рассмотреть телевизионный сигнал сначала между кадровыми импульсами, а затем во время действия кадровых импульсов.

Между кадровыми импульсами телевизионный сигнал имеет форму, изображенную на рис. 12,*а*. В интервале времени T_1 (прямой ход развертки по строкам) передается сигнал изображения, соответствующий яркости различных элементов строки. Во время обратного хода передается строчный гасящий импульс, имеющий длительность $t_{гас} = 10{,}2$ *мксек*. На гасящем импульсе помещается строчный импульс синхронизации, имеющий длительность $t_{синх} = 5{,}1$ *мксек*.

Весь период строчной развертки $H = 64$ *мксек*. Таким образом, $T_1 = H - t_{гас} = 64 - 10{,}2 = 53{,}8$ *мксек*.

Если принять весь размах телевизионного сигнала $U_{макс}$ за 100%, то согласно стандарту амплитуда импульсов синхронизации всегда должна составлять 25% от этого максимума вне зависимости от содержания изображения. Это постоянство амплитуды синхроимпульсов обеспечивает надежное их отделение от сигналов изображения в схеме телевизора.

Гасящие импульсы своей вершиной должны находиться на уровне черного, что обеспечит запирание луча кинескопа во время обратного хода развертки.

Всплески сигнала изображения не должны заходить выше уровня черного, иначе будет трудно отделить синхроимпульсы от сигнала изображения.

ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ СИГНАЛ ВО ВРЕМЯ КАДРОВЫХ ИМПУЛЬСОВ

Структура телевизионного сигнала во время передачи кадровых импульсов показана на рис. 12,*б*. Кадровый гасящий импульс, запирающий луч кинескопа во время обратного хода вертикальной развертки, имеет длительность $t_{гас} = 1{,}5$ *мсек*. Весь период кадровой развертки составляет $V = 20$ *мсек* (передается 50 полей или полукадров в 1 *сек*). Относительная длительность кадрового гасящего импульса имеет величину

$$\frac{t_{гас}}{V} = \frac{1{,}5}{20} = 0{,}075 = 7{,}5\%.$$

Генератор строчной развертки продолжает работать и во время передачи кадрового гасящего импульса, прочерчивая 20—25 строк. Если бы во время обратного хода вертикальной развертки гасящий импульс отсутствовал, то на экране появилось бы около 20—25 светлых линий, «зачеркивающих» телевизионное изображение.

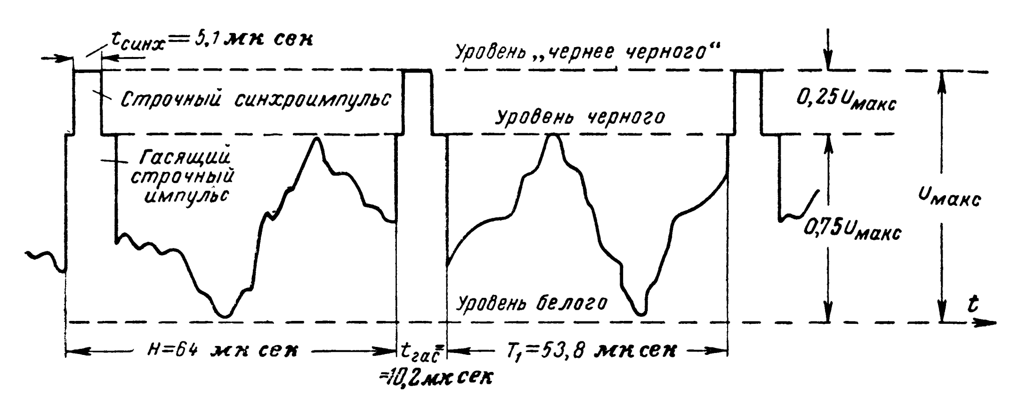
Так же, как и на строчном, на кадровом гасящем импульсе располагается относительно более узкий кадровый синхроимпульс. По стандарту его длительность равна трем строчным периодам

$$t_{синх} = 3H = 3 \cdot 64 = 192 \text{ мксек}.$$

Разница в длительностях кадрового и строчного синхроимпульсов оказывается весьма значительной:

$$\frac{t_{синх.кадр}}{t_{синх.стр}} = \frac{3H}{0{,}08H} = \frac{192}{5{,}1} = 37{,}5.$$

Это позволяет сравнительно простыми средствами надежно разделять в схеме телевизора строчные импульсы от кадровых. Так как во время обратного хода по кадрам луч кинескопа погашен и сигнал изображения не передается, то, казалось бы, нет необходимости



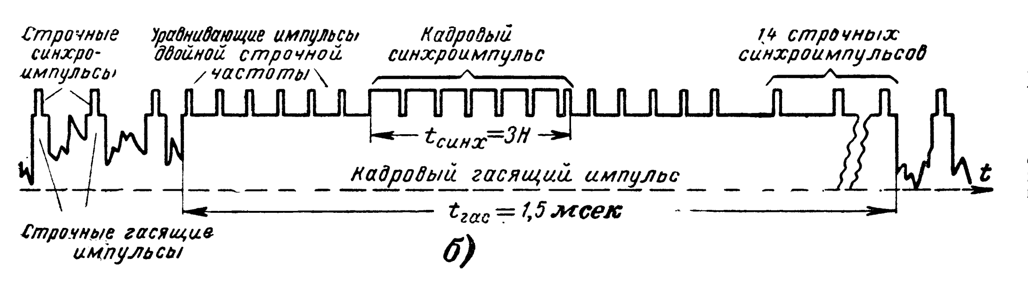


Рис. 12. Форма телевизионного сигнала.

а — между кадровыми импульсами; *б* — во время кадровых импульсов.

передавать в это время строчные синхроимпульсы, т. е. можно было бы ограничиться формой сигнала, изображенной на рис. 13,*а*. Однако при такой форме сигнала появятся недопустимые искажения нескольких десятков строк в верхней части изображения. Это объясняется тем, что на участке *АБ* (рис. 13,*а*), где отсутствуют строчные импульсы синхронизации, на строчный генератор синхроимпульсы не попадают, и частота его автоколебаний может значительно отклониться от частоты следования строчных синхроимпульсов. После точки *Б* по-

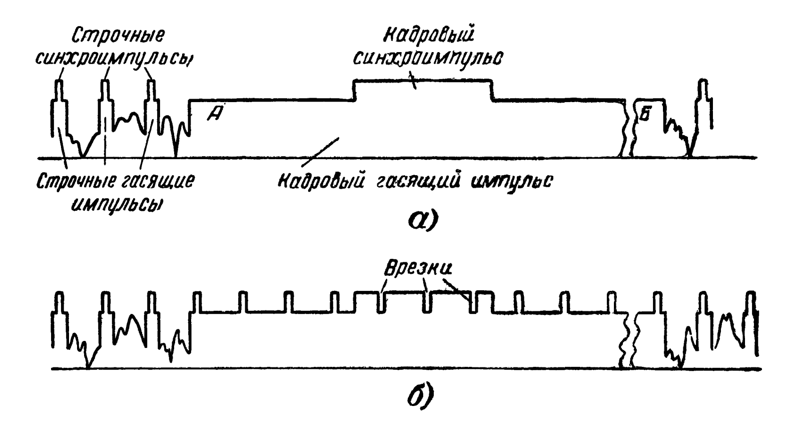


Рис. 13. Форма телевизионного сигнала.

а — упрощенная форма телевизионного сигнала; *б* — фактическая форма телевизионного сигнала с врезками.

требуется несколько десятков синхроимпульсов, прежде чем строчный блокинг-генератор войдет в синхронизм. Отсутствие синхронизации первых строк кадра приведет к неустойчивости деталей изображения в верхней части кадра.

Следовательно, импульсы строчной синхронизации необходимо передавать также и во время кадровых импульсов гашения и синхронизации (рис. 13,*б*). Чтобы не увеличивать полный размах телевизионного сигнала, строчные синхроимпульсы во время передачи кадрового синхроимпульса помещаются внутри него в виде так называемых врезок. Соответствующая схема в телевизоре образует из этих врезок обычные строчные синхроимпульсы.

ЧЕРЕССТРОЧНАЯ РАЗВЕРТКА

При сравнении графиков рис. 13,*б* и 12,*б* видно их существенное различие, заключающееся в том, что в стандартном телевизионном сигнале до, во время и после передачи кадрового импульса синхронизации частота строчных синхроимпульсов удваивается. Это связано с использованием черессточной развертки, применяемой в телевизионном вращении для сокращения полосы частот телевизионного сигнала.

Наивысшая частота $f_в$ (верхняя граница) спектра телевизионного сигнала определяется следующей формулой:

$$f_в = k\frac{nz(pz)}{2}, \quad (4)$$

где k — практический коэффициент[1], составляющий 0,6—0,8;

n — число кадров в секунду;

z — число строк разложения (по советскому стандарту $z = 625$);

pz — число элементов вдоль строки $\left(p = \frac{4}{3}\right.$ — формат кадра, отношение ширины изображения к его высоте).

Подставив в формулу $k = 0{,}7$; $n = 50$ кадров в 1 *сек*; $z = 625$; $pz = 800$, получим:

$$f_в = 0{,}7\frac{50 \cdot 625 \cdot 800}{2} \approx 9 \cdot 10^6 \text{ гц}.$$

Передача и прием телевизионного сигнала с такой большой полосой частот вызывает значительные технические трудности. Поэтому следует искать пути для сокращения полосы частот без ухудшения качества изображения. Казалось бы, можно сократить, например, вдвое полосу частот, уменьшив вдвое число кадров, передаваемых в секунду, т. е. в формуле (4) взять $n = 25$ кадров в 1 *сек*. Но при такой частоте кадров на экране телевизора наблюдается недопустимое, раздражающее зрителя мелькание изображения.

---

[1] k часто называется коэффициентом апертурных искажений или коэффициентом выравнивания четкости.

Выход из положения дает чересстрочная развертка. При такой развертке полное число строк разложения ($z=625$) передается в два приема (двумя полукадрами или полями). В первом полукадре происходит, например, развертка нечетных строк 1, 3, 5,... и т. д. Во втором

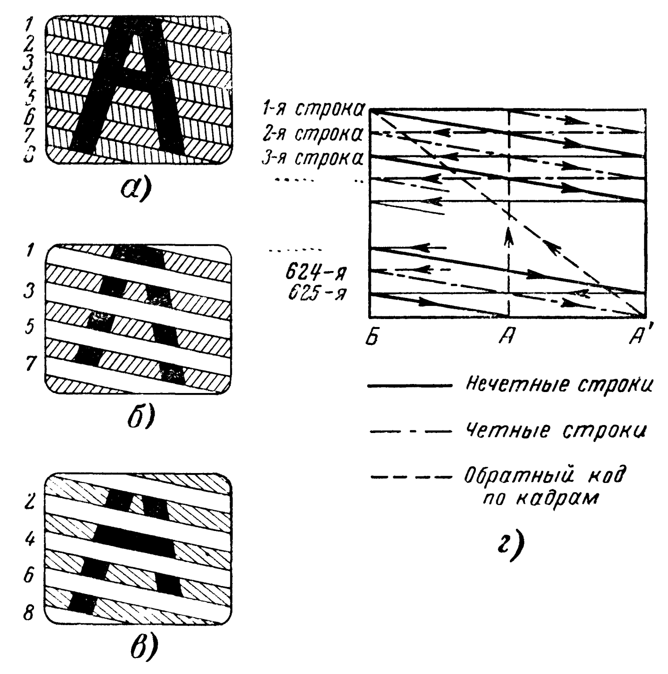


Рис. 14. Чересстрочная развертка.

а — полный кадр; *б* — первый полукадр; *в* — второй полукадр; *г* — чередование полукадров при чересстрочной развертке.

полукадре передаются четные строки 2, 4, 6,... и т. д. (рис. 14,*а*, *б*, *в*).

Частота полукадров выбирается $n_{пк}=50$. Полный кадр, состоящий из двух полукадров, имеет частоту $n=25$.

Изображения двух полукадров вследствие инерционности зрения воспринимаются зрителем как один кадр.

Подсчитаем по формуле (4) верхнюю границу телевизионных частот при чересстрочной развертке. В этом случае частота полукадров $n_{пк}=50$, число строк в полу-

кадре $z/2 = 312{,}5$, число элементов вдоль строки $pz = 800$.

$$f_в = 0{,}7 \frac{50 \cdot 312{,}5 \cdot 800}{2} \approx 4{,}5 \cdot 10^6 \text{ гц},$$

т. е. вдвое меньше, чем в предыдущем случае без чересстрочной развертки.

В каждом полукадре укладывается целое число строк плюс половина строки $\left(\frac{625}{2} = 312{,}5\right)$. Так, если первый (нечетный) полукадр начинается с начала строки, то он кончается на половине строки; второй (четный) полукадр начинается с оставшейся половины строки и кончается полной строкой (рис. 14,*г*). Таким образом, получается необходимое переплетение четных и нечетных строк.

Из рассмотрения графика рис. 14,*г* следует, что момент перехода кадровой развертки с прямого хода на

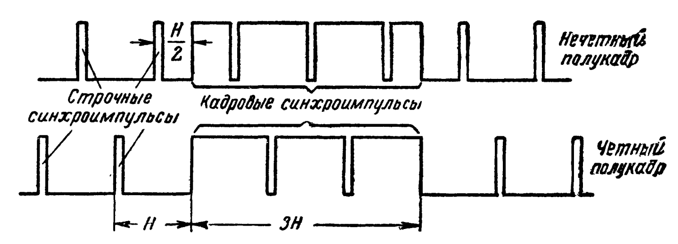


Рис. 15. Различие в структуре кадровых синхроимпульсов при чересстрочной развертке.

обратный для нечетного полукадра (точка *А*) отстает от начала ближайшей строки *Б* на длительность половины строки *H*/2, а для четного кадра отрезок *БА′* соответствует периоду целой строки *H*. В связи с этим меняется временно́й интервал между соседними строчным и кадровым синхроимпульсами (рис. 15)[1]. Кроме того, меняется количество строчных врезок в кадровом синхроимпульсе (для нечетного полукадра — три врезки, для четного — две). Эти обстоятельства — изменение фазы соседних строчного и кадрового синхроимпульсов и изменение числа врезок, во-первых, усложняют схему син-

[1] На рис. 15 изображены только импульсы синхронизации. Импульсы гашения и сигнал изображения, не имеющие отношения к рассматриваемому вопросу, на рис. 15 отсутствуют.

хрогенератора, точность и надежность его работы. Во-вторых, и это самое существенное, различная импульсная структура сигнала в четном и нечетном полукадре (рис. 15) приводит к нарушению четкости работы схемы кадровой синхронизации в телевизоре и к полной или частичной потере чересстрочной развертки.

Идентичность импульсной картины в четном и нечетном полукадрах достигается удвоением частоты строчных

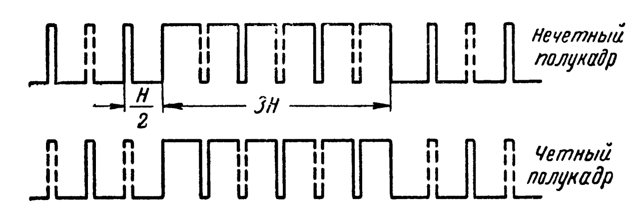


Рис. 16. Действие уравнивающих импульсов двойной строчной частоты.

импульсов до, во время и несколько позже передачи кадрового синхроимпульса. График импульсов, отличающийся от изображенного на рис. 15 тем, что в промежутки между «основными» строчными синхроимпульсами введены дополнительные импульсы, отмеченные пунктиром, показан на рис. 16. В этом случае взаимное расположение соседних строчного и кадрового импульсов и число врезок в кадровом импульсе для нечетного и четного полукадров оказывается одинаковым. Импульсы двойной строчной частоты называют уравнивающими.

СИНХРОГЕНЕРАТОР

На телевизионном центре импульсы, подобные приведенным на рис. 12, формируются синхрогенератором.

Существенно отметить, что в синхрогенераторе для обеспечения чересстрочной развертки осуществляется жесткая связь между частотами строчных и кадровых импульсов. Она осуществляется в блоке деления частоты синхрогенератора. Строчная частота несколько раз делится в делителях, пока она не станет равной частоте кадров. Коэффициент деления в каждом делителе строго постоянен, этим и обеспечивается жесткая связь между кадровой и строчной развертками по частоте.

Идея работы схемы деления заключается в следующем. В сеточную цепь импульсного генератора (например, блокинг-генератора) подаются синхроимпульсы с частотой $f_{вх}$. Можно так подобрать параметры схе-

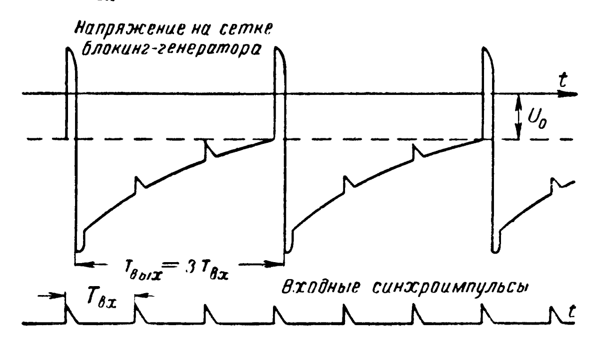


Рис. 17. Пример деления частоты на три.

мы генератора, что он будет синхронизироваться не от каждого импульса, а через один (деление на два) или через два на третий (деление на три) и т. д. (рис. 17). Таким образом, импульсный генератор будет работать на частоте

$$f_{вых} = \frac{f_{вх}}{m},$$

где m — коэффициент деления частоты.

Важно отметить, что чем больше коэффициент деления, тем менее устойчиво работает делитель, т. е. небольшие изменения напряжения питания, проникновение фона переменного тока в схему и пр. может легко изменить коэффициент деления. Практика показывает, что достаточно устойчивым является коэффициент деления, не превышающий 5—7.

Кроме делителей частоты, использующих импульсные генераторы на лампах, в более совершенных синхрогенераторах применяются схемы с линиями задержки, импульсными счетчиками, триггерами на транзисторах и др. Эти новые схемы деления отличаются простотой, надежностью и устойчивостью работы.

Блок-схема узла деления и автоподстройки синхрогенератора представлена на рис. 18. При чересстрочной развертке в одном полукадре не укладывается целое

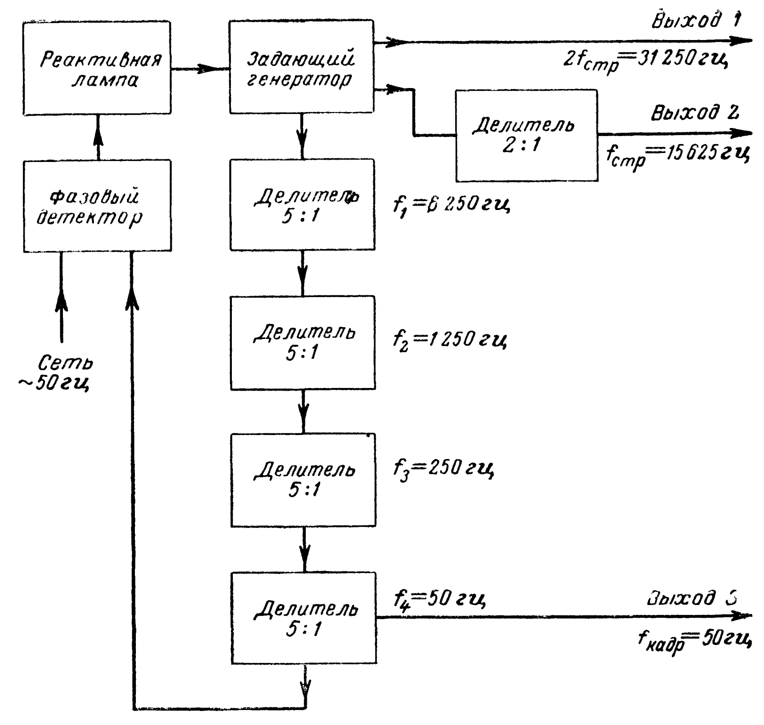


Рис. 18. Блок-схема узла деления и автоподстройки частоты в синхрогенераторе.

число строк (312,5) и частота строк $f_{стр}=15\,625$ *гц* не делится нацело на частоту полукадров ($n=50$ *гц*):

$$\frac{f_{стр}}{n}=\frac{15\,625}{50}=312{,}5.$$

Вместе с тем схемы деления могут делить только в целое число раз. Поэтому в качестве задающего выбирается генератор двойной строчной частоты:

$$2f_{стр}=15\,625\cdot 2=31\,250 \text{ гц}.$$

Для получения частоты полукадров, которая для простоты часто называется кадровой частотой, необходимо иметь следующий коэффициент деления:

$$\frac{2f_{стр}}{n}=\frac{31\,250}{50}=625.$$

Число 625 выбрано из следующих соображений. Во-первых, это число строк обеспечивает хорошую четкость изображения; во-вторых, оно нечетное, что и нужно для осуществления чересстрочной развертки; в-третьих, это число легко представляется в виде простых сомножителей: $625=5\times5\times5\times5=5^4$.

Таким образом, четыре делителя, каждый с коэффициентом деления $m=5$, дадут общее деление $m^4=625$.

Двойная строчная частота используется для формирования уравнивающих импульсов и подается на выход *1*. Импульсы строчной частоты получаются путем деления частоты задающего генератора на два (выход *2*). После четырехкратного деления на пять получаются кадровые (точнее, полукадровые) импульсы (выход *3*).

Кадровая частота $n=50$ *гц*, вырабатываемая синхрогенератором, должна быть, как говорят, «привязана» к частоте питающей сети, т. е. необходимо иметь точное равенство этих частот. Такая «привязка» улучшает работу телевизионного приемника, делая малозаметными на изображении помехи от переменного тока. Такие помехи выглядят неподвижными, если частота кадровой развертки совпадает с частотой сети. Если между этими частотами привязки нет, то помехи перемещаются по экрану, что делает их более заметными.

Для осуществления связи кадровой частоты с частотой сети служит фазовый детектор и реактивная лампа. На два входа фазового детектора подаются напряжения кадровой частоты и частоты сети. В схеме детектора эти напряжения сравниваются по частоте и фазе. На выходе фазового детектора появляется постоянное напряжение, знак которого зависит от того, какое из двух входных напряжений опережает, а какое отстает по фазе. Если входные напряжения точно совпадают по фазе, выходное постоянное напряжение равно нулю (или равно некоторой постоянной величине, не зависящей от разности фаз входных напряжений).

Напряжение с фазового детектора подается на схему с реактивной лампой, емкость анодной цепи которой зависит от величины постоянного напряжения на сетке лампы. Эта емкость подключена к колебательному контуру задающего генератора двойной строчной частоты и подстраивает его до заданной частоты в зависимости от расхождения фаз кадровой частоты и частоты сети

(более подробно работа фазового детектора рассматривается ниже).

В синхрогенераторе, кроме блока деления частоты, имеются узлы ограничения, формирования импульсов по длительности, фазировки и сложения, усиления и др. Схема синхрогенератора должна работать стабильно и устойчиво, иначе будет нарушаться чересстрочная развертка, снизится четкость передаваемого изображения.

Импульсы гашения и синхронизации, поступающие от синхрогенератора, смешиваются с сигналом изображения в видеоусилителях.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ОТДЕЛЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ СИНХРОНИЗАЦИИ

АМПЛИТУДНЫЙ СЕЛЕКТОР НА ТРИОДЕ

Полный телевизионный сигнал, имеющий вид, изображенный на рис. 12, подается по кабелю из аппаратной телецентра в зал радиопередатчиков на модулятор. Здесь осуществляется амплитудная модуляция несущей. Сигнал, излучаемый антенной, имеет вид, представленный на рис. 19. Принятый телевизором сигнал усиливается в УВЧ и УПЧ, затем подается на детектор, усиливается видеоусилителем и подается на приемную трубку для управления током электронного луча. Этот же сигнал поступает на вход амплитудного селектора (рис. 20). Назначение последнего состоит в том, чтобы отделить синхроимпульсы от полного телевизионного сигнала. Затем они используются для синхронизации генераторов разверток.

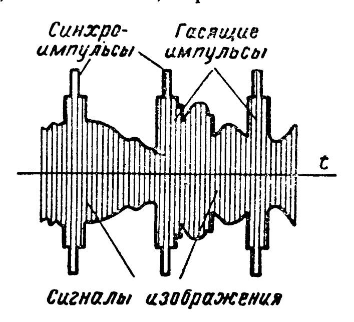


Рис. 19. Форма телевизионного сигнала, излучаемого антенной.

Ранее указывалось, что синхросигналы по уровню выше всех других составляющих видеосигнала — импульсов гашения и сигналов изображения. Кроме того, они имеют постоянную амплитуду, составляющую 25% от макси-

мального размаха полного видеосигнала. Раствор сеточной характеристики тока луча приемной трубки, т. е. разница от нуля напряжения на сетке до напряжения отсечки составляет обычно 40—80 *в* (рис. 21). Примем в среднем $\Delta U_с = 60$ *в*. Если максимальный видеосигнал укладывается в полный раствор характеристики $\Delta U_с =$ $= 60$ *в*, то, как видно из рис. 21, максимальная амплитуда синхроимпульса составит:

$$U_{синх.макс} = 25\% \Delta U_с = \frac{60}{4} = 15 \text{ в}.$$

Следует учитывать, что на практике редко телевизионный сигнал соответствует по амплитуде полному раствору характеристики тока луча трубки. В области, близкой $U_с = 0$ (она заштрихована), вследствие большого тока луча имеет место дефокусировка изображения. Кроме того, у отдаленных от телецентра прием-

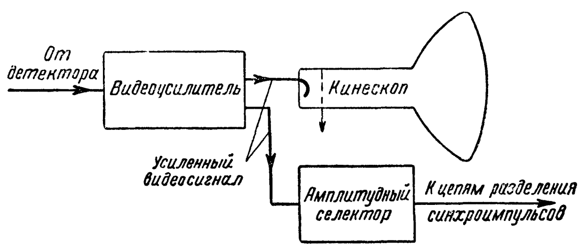


Рис. 20. Блок-схема подачи телевизионного сигнала с выхода видеоусилителя на вход амплитудного селектора.

ников сигнал на выходе видеоусилителя обычно не достигает номинальных 60—80 *в*. Поэтому с учетом возможного уменьшения видеосигнала по сравнению с номинальным в прикидочных расчетах следует взять двойной запас, т. е. примем, что на выходе видеоусилителя амплитуда синхроимпульсов составляет:

$$\frac{15 \text{ в}}{2} \approx 7 \text{ в}.$$

Этой цифрой будем пользоваться в дальнейших расчетах.

Наиболее простым и широко распространенным амплитудным селектором является схема сеточно-анодного

ограничителя на триоде (рис. 22). Эта схема напоминает каскад усилителя на сопротивлениях с той лишь разницей, что в катодной цепи лампы отсутствуют элементы автоматического смещения.

Триод в схеме на рис. 22 работает в режиме ограничения, т. е. видеосигнал, подаваемый в сеточную цепь, заходит в области сеточных токов и отсечки анодного тока. Полярность видеосигнала, подаваемого на сетку, должна быть такой, чтобы импульсы синхронизации были положительными (так называемая «негативная» полярность видеосигнала).

Рис. 21. Раствор сеточной характеристики тока луча кинескопа.

Рис. 22. Схема амплитудного селектора на триоде.

Работа амплитудного селектора иллюстрируется графиками рис. 23. При небольшом напряжении анодного питания (E_{a1}) раствор сеточной характеристики анодного тока лампы будет небольшим[1], произойдет отсечка импульсов гашения и сигналов изображения и на анодной нагрузке R_3 появятся только синхроимпульсы. Если же анодное напряжение будет большим (E_{a2}), напряжение отсечки U_{02} может оказаться недопустимо большим, и в анодную цепь, кроме импульсов синхрони-

[1] Под раствором сеточной характеристики понимается разница напряжений на сетке от нуля до напряжения отсечки.

зации, могут пройти и другие части видеосигнала. Это приведет к нарушению синхронизации генераторов разверток, в результате изображение на экране телевизора будет искажено.

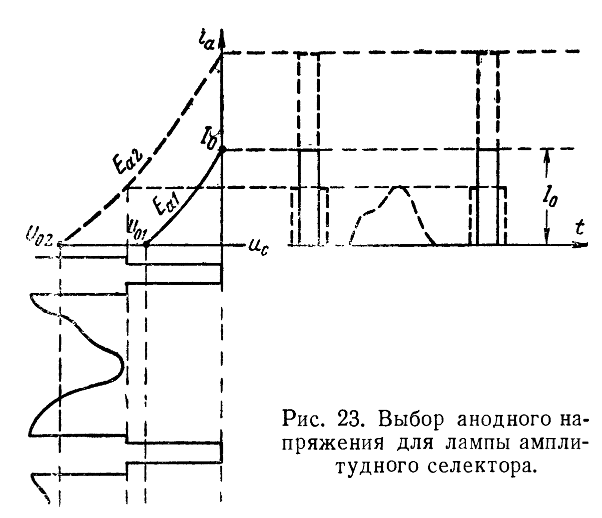


Рис. 23. Выбор анодного напряжения для лампы амплитудного селектора.

Таким образом, напряжение отсечки сеточной характеристики анодного тока лампы должно быть равно амплитуде синхроимпульсов или несколько меньше, т. е.

$$U_{01} \leqslant U_{\text{синх}}.$$

Если $U_{\text{синх}} \approx 7$ *в*, то U_0 следует взять порядка 5 *в*.

Напряжение анодного питания E_a на рис. 22 составляет в телевизорах обычно 250—300 *в*. Это напряжение для амплитудного селектора оказывается слишком большим. Для гашения лишнего напряжения используется сопротивление R_2. Конденсатор C_2 является фильтрующим. Таким образом, создается напряжение питания $E_a' < E_a$.

Величину гасящего сопротивления R_2 можно подсчитать следующим образом. Лампа амплитудного селектора большую часть времени закрыта и открывается только во время прохождения синхроимпульсов. Относи-

тельная длительность строчных синхроимпульсов составляет:

$$\frac{t_{\text{синх}}}{H} = \frac{5,1}{64} = 8\%.$$

Относительная длительность кадровых синхроимпульсов

$$\frac{t_{\text{синх.кадр}}}{V} = \frac{3H}{V} = \frac{3 \cdot 64 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-3}} \approx 1\%.$$

Относительное время θ, в течение которого лампа открыта,

$$\theta = 8\% + 1\% = 9\%.$$

Обозначим амплитуду импульсов тока лампы, т. е. значение тока лампы при $u_{\text{с}} = 0$, через I_0 (рис. 23), тогда среднее значение тока лампы

$$i_{\text{ср}} = \theta I_0 = 0,09 I_0$$

и величину R_2 можно определить следующим образом:

$$R_2 = \frac{E_{\text{а}} - E'_{\text{а}}}{i_{\text{ср}}} = \frac{E_{\text{а}} - E'_{\text{а}}}{0,09 I_0}$$

или приблизительно:

$$R_2 = 10 \frac{E_{\text{а}} - E'_{\text{а}}}{I_0}.$$

Сопротивление фильтрующего конденсатора C_2 для самой низкой частоты должно быть возможно меньшим, т. е.

$$\frac{1}{\omega_{\text{н}} C_2} \ll R_2.$$

Так как в составе сигнала в анодной цепи амплитудного селектора имеются синхроимпульсы кадровой частоты, наинизшей будет частота кадров, т. е. $f_{\text{н}} = 50$ *гц*; $\omega_{\text{н}} = 2\pi$; $f_{\text{н}} = 300$ *гц*. Примем

$$\frac{1}{\omega_{\text{н}} C_2} = \frac{1}{20} R_2.$$

При $\omega_н = 300$ *гц*

$$C_2 = \frac{10^6}{15R_2} \text{ мкф.}$$

Сопротивление анодной нагрузки $R_з$, с которого снимается выходной сигнал — синхроимпульсы — выбирается так же, как и в усилителях низкой частоты. Так как лампа амплитудного селектора является триодом, то $\alpha = \frac{R_з}{R_i}$ следует брать около 3 (R_i — внутреннее сопро-

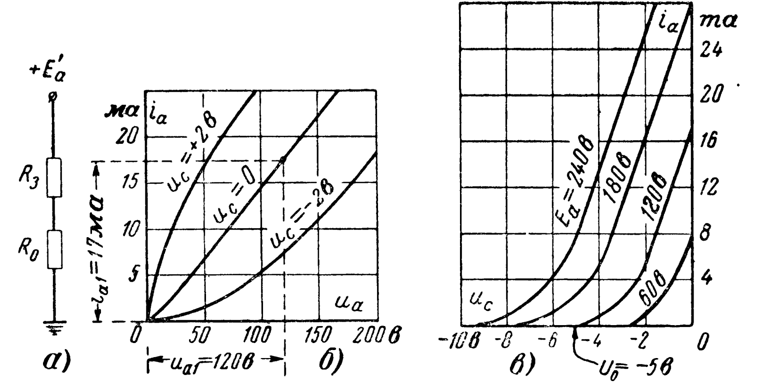


Рис. 24. Определение режима лампы амплитудного селектора.
а — эквивалентная схема; *б* — определение сопротивления постоянному току; *в* — выбор анодного напряжения.

тивление лампы). При большем значении α усиление сильно не возрастет, зато будет иметь место существенное снижение амплитуды высокочастотных составляющих в выходном сигнале амплитудного селектора, что вызовет увеличение длительности фронтов строчных синхроимпульсов. Это приведет к ухудшению точности синхронизации строчной развертки.

Итак,

$$R_з = 3R_i.$$

Величину тока лампы I_0 можно определить из анодных характеристик при $u_c = 0$ (рис. 24,*а*, *б*). Сначала определяем сопротивление лампы постоянному току R_0:

$$R_0 = \frac{u_{a1}}{i_{a1}};$$

u_{a1} следует выбрать близким к величине требующегося напряжения питания, т. е. $u_{a1} \approx E'_a$. При напряжении на сетке, равном нулю, лампа может быть заменена эквивалентным сопротивлением R_0 (рис. 24,*а*).

Из рассмотрения схемы рис. 24,*а* следует, что

$$I_0 = \frac{E'_a}{R_з + R_0}.$$

Величину необходимого напряжения питания E'_a удобно определять из семейства сеточных характеристик анодного тока. Следует выбрать ту характеристику, для которой напряжение отсечки меньше амплитуды синхроимпульса, подаваемого на вход амплитудного селектора:

$$U_0 \leqslant U_{синх}.$$

Выбранная характеристика определяет значение E'_a (рис. 24,*в*).

Для примера рассчитаем параметры анодной цепи лампы амплитудного селектора на часто используемой в этой схеме лампе 6Н1П.

Пример. Лампа 6Н1П, минимальная амплитуда синхроимпульсов на входе $U_{синх} = 7$ *в*, напряжение выпрямителя $E_a = 300$ *в*.

1) Выбираем напряжение отсечки

$$U_0 = -5 \text{ в}.$$

2) По характеристикам рис. 24,*в* находим напряжение питания:

$$E'_a = 120 \text{ в}.$$

3) По характеристике рис. 24,*б* находим сопротивление лампы постоянному току:

$$R_0 = \frac{u_{a1}}{i_{a1}} = \frac{120}{17} \cong 7 \text{ ком}.$$

4) Подсчитываем сопротивление анодной нагрузки ($R_i \approx R_0$):

$$R_з = 3R_i = 3 \cdot 7 \approx 20 \text{ ком}.$$

5) Определяем импульс тока лампы:

$$I_0 = \frac{E'_a}{R_0 + R_з} = \frac{120}{7 + 20} \approx 4{,}5 \text{ ма}.$$

6) Подсчитываем гасящее сопротивление

$$R_2 = 10\frac{E_a - E_a'}{I_0} = 10\frac{300-120}{4,5} = 400\ ком.$$

7) Находим величину фильтрующей емкости конденсатора C_2

$$C_2 = \frac{10^6}{15R_2} = \frac{10^6}{15\cdot4\cdot10^5} = 0,17\ мкф.$$

8) Наконец, вычисляем амплитуду синхроимпульсов на выходе селектора (на сопротивлении R_3):

$$u_{R3} = R_3I_0 = 20\cdot4,5 = 90\ в.$$

Примерный вид импульсов в анодной цепи лампы амплитудного селектора изображен на рис. 25. Следует

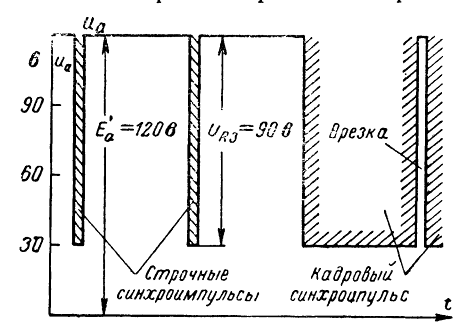


Рис. 25. Форма синхроимпульсов в анодной цепи амплитудного селектора.

обратить внимание на то, что эти синхроимпульсы имеют отрицательную полярность.

ПРИВЯЗКА СИНХРОИМПУЛЬСОВ К НУЛЕВОМУ УРОВНЮ

В схеме амплитудного селектора постоянное смещение на сетку лампы подается автоматически за счет сеточных токов. При этом осуществляется так называемая «привязка» синхроимпульсов к нулевому уровню. Без нее работа амплитудного селектора оказывается невозможной.

Для объяснения принципа действия схемы привязки обратимся к рис. 26,*а*. Предположим, что в начале работы конденсатор C_1 (рис. 22) не заряжен. Тогда им-

пульсы синхронизации будут заходить в область сеточных токов (участок *А* рис. 26,*а*). Сеточный ток, вызванный этими импульсами, будет заряжать конденсатор C_1, на нем появится дополнительное напряжение, отрицательное по отношению к сетке. Это напряжение будет возрастать до тех пор, пока синхроимпульсы не выйдут из области сеточных токов (участок *Б* рис. 26,*а*).

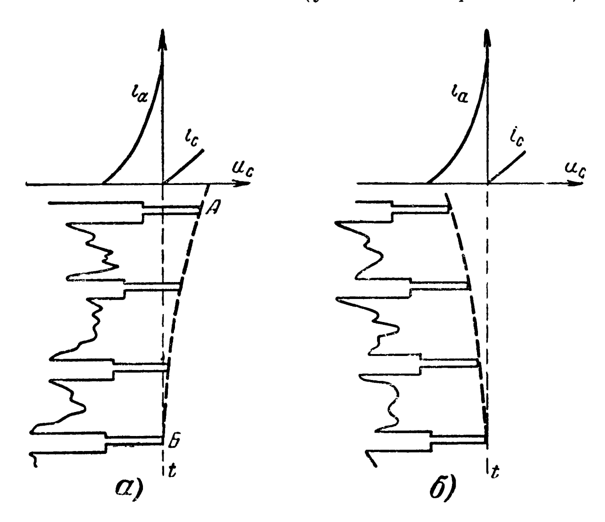


Рис. 26. Привязка вершин синхроимпульсов к нулевому уровню.

а — заряд переходного конденсатора C_1 сеточными токами; *б* — разряд конденсатора C_1 на сопротивление R_1.

Режим работы, при котором вершины синхроимпульсов находятся на уровне $u_c = 0$, будет поддерживаться автоматически. В самом деле, представим себе, что вершины синхроимпульсов находятся левее точки $u_c = 0$ (рис. 26,*б*). В этом случае сеточные токи полностью отсутствуют, и конденсатор C_1, постепенно разряжаясь на сопротивление R_1, передвинет рабочую точку вправо. В другом случае, когда вершины импульсов находятся правее точки $u_c = 0$ (рис. 26,*а*), возникают сеточные токи, и конденсатор C_1 будет подзаряжаться этими токами, рабочая точка передвинется влево. Такой режим динамического равновесия, при котором вершины им-

пульсов автоматически поддерживаются на заданном уровне, и называется привязкой.

Если бы в сеточной цепи амплитудного селектора не было привязки синхроимпульсов к нулевому уровню, то при изменении содержания передаваемой картинки при изменении амплитуды импульсов гашения оказалось бы возможным проникновение нежелательных составляющих видеосигнала в анодную цепь лампы амплитудного селектора. При этом могли бы значительно уменьшиться или даже полностью исчезнуть выходные синхроимпульсы (рис. 27).

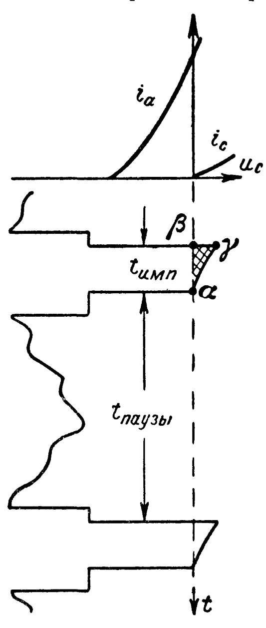


Рис. 28. Компенсация разряда переходного конденсатора C_1.

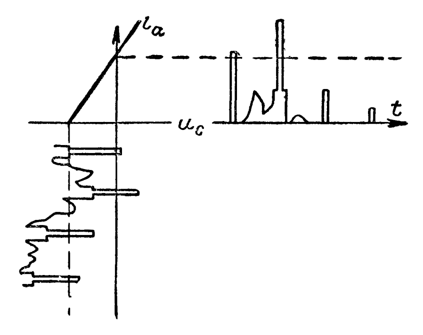


Рис. 27. Нарушение работы амплитудного селектора в случае отсутствия привязки к нулевому уровню.

В паузе между импульсами $t_{паузы}$ конденсатор C_1 слегка разряжается на сопротивление R_1. Поэтому, строго говоря, вершины синхроимпульсов всегда немного заходят в область сеточных токов (площадь $\alpha\beta\gamma$ на рис. 28). Этим автоматически достигается компенсация разряда конденсатора C_1 на сопротивление R_1 в течение $t_{паузы}$.

Выбор величин элементов сеточной цепи C_1 и R_1 может быть осуществлен в широких пределах. Границы, в которых может находиться постоянная времени R_1C_1, можно приблизительно определить из следующих сооб-

ражений. Форма импульсов в сеточной цепи амплитудного селектора в случае передачи белых строк (наибольший размах видеосигнала) представлена на рис. 29. Если постоянная времени R_1C_1 чрезмерно мала, имеет место значительный разряд конденсатора C_1 в паузе

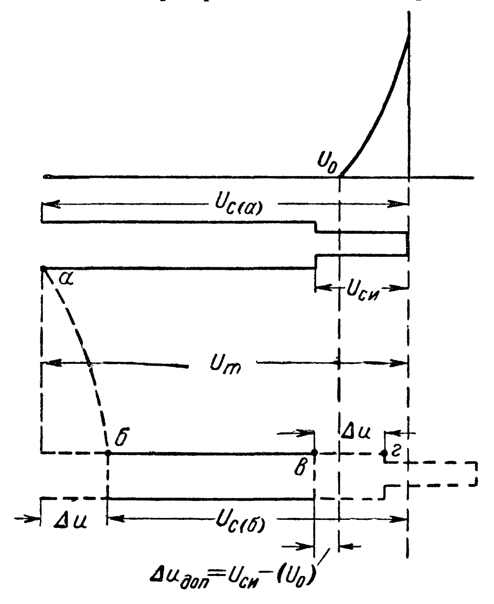


Рис. 29. Значительный разряд переходного конденсатора C_1 в случае малой постоянной времени C_1R_1.

между импульсами (пунктирная линия *аб*). Это может привести к тому, что гасящий импульс выйдет за напряжение отсечки (участок *вг*), что, конечно, недопустимо.

Изменение напряжения на участке *аб* (разряд конденсатора) происходит по экспоненциальному закону:

$$u_{C1} \approx U_m e^{-\frac{t}{R_1C_1}},$$

где u_{C1} — напряжение, примерно равное напряжению на конденсаторе C_1;

U_m — полный размах видеосигнала ($U_m = u_{C\,(a)}$).

К концу паузы (к концу прямого хода) напряжение на конденсаторе упадет до величины

$$u_{C\,(б)} = U_m e^{-\frac{T_1}{R_1C_1}}.$$

Сдвиг рабочей точки вправо согласно обозначениям рис. 29 составит:

$$\Delta u = u_{C\,(а)} - u_{C\,(б)} = U_m\left(1 - e^{-\frac{T_1}{R_1C_1}}\right).$$

Если этот сдвиг не превосходит 10—20% начального смещения, то эту формулу можно упростить, заменив экспоненту приближенным выражением $1 - e^{-x} \approx x$ (при $x \ll 1$), т. е.

$$\Delta u \approx U_m \frac{T_1}{R_1C_1}.$$

Согласно рис. 29, допустимый сдвиг $\Delta u_{доп}$, при котором гасящий импульс еще не перейдет границу отсечки, определяется выражением

$$\Delta u_{доп} = U_{Си} - |U_0|,$$

где $U_{Си}$ — амплитуда синхроимпульса.

Учтем, что амплитуда синхроимпульса составляет $0{,}25U_m$. Тогда:

$$\Delta u_{доп} = U_{Си} - |U_0| = 4U_{Си} \frac{T_1}{(R_1C_1)_{мин}}.$$

Так, минимальная величина постоянной времени сеточной цепи

$$(R_1C_1)_{мин} = \frac{4U_{Си}}{U_{Си} - |U_0|} T_1,$$

например, $U_{Си} = 7$ *в*; $|U_0| = 5$ *в*; $T_1 = 57$ *мксек*.

$$(R_1C_1)_{мин} = \frac{4\cdot 7}{7 - 5} 57 = 800 \text{ мксек}.$$

Если взять $R_1 = 0{,}5$ *Мом*, тогда

$$C_{1мин} = \frac{(R_1C_1)_{мин}}{R_1} = \frac{800\cdot 10^{-6}}{0.5\cdot 10^{6}} = 1\,600 \text{ пф}$$

Теперь необходимо выяснить факторы, влияющие на максимально допустимую величину постоянной времени R_1C_1. На рис. 30 участок передачи белых строк обозначен буквой *А*. Конденсатор C_1 заряжен сеточными токами до напряжения

$$u_C = U_m,$$

где U_m — амплитуда видеосигнала.

Иногда возможны случаи резкого перехода от светлых кадров к темным. Особенно это характерно при передаче кинофильмов, когда светлые кадры пленки бывают склеены с темными, тогда средняя яркость телевизионного изображения изменяется скачком. Таким образом, при резком переходе от светлого к темному амплитуда гасящих импульсов резко уменьшается, но напряжение смещения на сетке лампы не изменится, так как для разряда конденсатора C_1 на сопротивление R_1 требуется некоторое время. Этот случай на рис. 30 обозначен буквой *Б*.

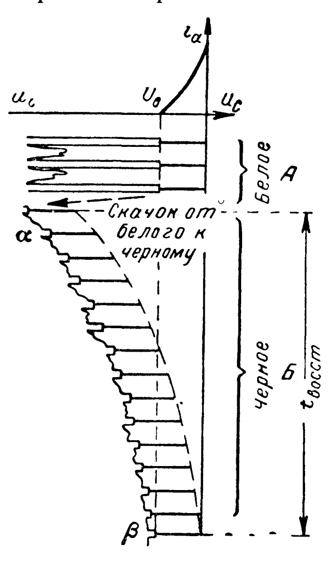


Рис. 30. Работа амплитудного селектора при скачке яркости.

Для восстановления нового значения постоянной составляющей потребуется время $t_{восст}$, в течение которого конденсатор C_1 несколько разрядится на сопротивление R_1, подготовляя тем самым новый режим работы лампы. Как видно из рис. 30, в этот переходный период часть синхроимпульсов может оказаться за областью отсечки, т. е. имеет место нарушение синхронизации развертки на отрезок времени $t_{восст}$. Особенно неприятно нарушение кадровой синхронизации, так как в этом случае зрителю будут заметны неприятные скачки и рывки кадров. В связи с этим время восстановления должно

быть не более времени передачи одного кадра, т. е. $t_{восст} \leqslant V$.

На участке $\alpha\beta$ рис. 30 разряд конденсатора C_1 происходит по экспоненциальному закону

$$u_{C1} \approx U_m e^{-\frac{t}{R_1C_1}}.$$

В точке β должна остаться примерно четверть начального значения напряжения, так как $U_{Cu} = \frac{1}{4} U_m$:

$$\frac{1}{4} U_m = U_m e^{-\frac{t_{восст}}{R_1C_1}},$$

поэтому

$$t_{восст} = \ln 4 \cdot R_1C_1 = 1{,}4R_1C_1;$$

$$(R_1C_1)_{макс} \approx 0{,}7t_{восст}.$$

Если взять

$$t_{восст} = V,$$

где V — длительность кадра, тогда

$$(R_1C_1)_{макс} = 0{,}7V.$$

По стандарту $V = \frac{1}{50}$ *сек* $= 20$ *мсек*, поэтому $(R_1C_1)_{макс} = 14$ *мсек*.

Если взять $R_1 = 0{,}5$ *Мом*, тогда

$$C_{1макс} = \frac{14 \cdot 10^{-3}}{0{,}5 \cdot 10^6} \cdot 10^6 \text{ мкф} = 0{,}028 \text{ мкф}.$$

Таким образом, постоянная времени сеточной цепи C_1R_1 должна лежать в пределах 14 000 *мксек* $> C_1R_1 >$ > 800 *мксек* или при $R_1 = 0{,}5$ *Мом*,

$$28\,000 \text{ пф} > C_1 > 1\,600 \text{ пф}.$$

СОЕДИНЕНИЕ АМПЛИТУДНОГО СЕЛЕКТОРА С ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕМ

На рис. 20 показано, что телевизионный сигнал с выхода видеоусилителя подается в две точки схемы — на управляющий электрод кинескопа и на вход амплитудного селектора. Сеточная цепь лампы амплитудного се-

лектора своей входной емкостью существенно нагружает выходную цепь видеоусилителя. Эта емкость вместе с емкостью монтажа обычно составляет 15—20 *пф*. За счет влияния этой емкости сильно уменьшается усиление в области высоких частот.

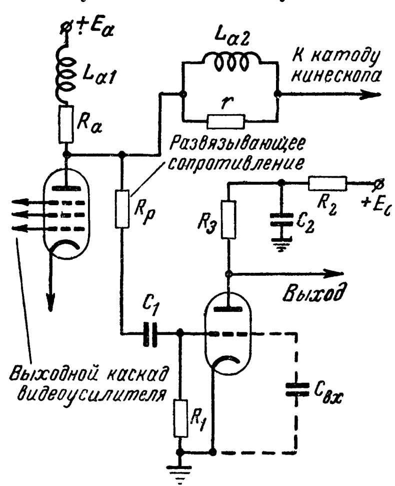


Рис. 31. Подача телевизионного сигнала с видеоусилителя на амплитудный селектор.

Для уменьшения влияния этой емкости включается развязывающее сопротивление $R_р$ (рис. 31). Чем больше сопротивление $R_р$, тем меньше влияние входной емкости амплитудного селектора на работу видеоусилителя. Вместе с тем чрезмерно большая величина этого сопротивления может так увеличить длительность фронта синхроимпульсов (уменьшить их крутизну), что синхронизация строчной развертки будет неустойчива. Увеличение длительности фронта синхроимпульсов (уменьшение крутизны) происходит потому, что сопротивление $R_р$ совместно с входной емкостью селектора $C_{вх}$ вызывают уменьшение амплитуд высокочастотных составляющих, поэтому форма

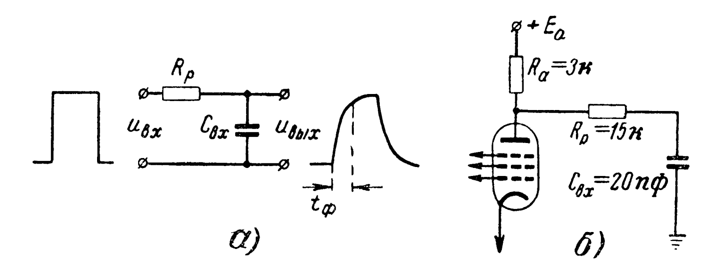


Рис. 32. Искажение фронта входных синхроимпульсов за счет действия емкости паразитной интегрирующей цепочки.

а — паразитная интегрирующая цепочка; *б* — параметры паразитной цепочки.

П-образных импульсов изменяется так, как показано на рис. 32,*а*.

Длительность фронта импульса на выходе схемы на рис. 32,*а* определяется приблизительным выражением:

$$t_{\text{ф}} \approx 2R_{\text{р}}C_{\text{вх}}.$$

С другой стороны, допустимая длительность фронта синхроимпульса может быть определена из выражения (3) по допустимому сдвигу момента синхронизации[1] ΔT_1:

$$t_{\text{ф}} = \frac{\Delta T_1 U_{\text{синх}}}{\Delta u_0}.$$

Пример. Можно считать допустимым сдвиг моментов синхронизации не более половины длительности передачи одного элемента изображения

$$\Delta T_1 \approx 0{,}03 \text{ мксек.}$$

Амплитуда синхроимпульсов, подаваемых на анод лампы строчного блокинг-генератора, составит, примерно

$$U_{\text{синх}} = 30 \text{ в.}$$

Флуктуации напряжения отсечки сеточной характеристики анодного тока лампы строчного блокинг-генератора составляют практически ± 1 *в*, т. е. $\Delta U_0 = 2$ *в*;

$$t_{\text{ф}} = \frac{0{,}03 \cdot 30}{2} = 0{,}45 \text{ мксек.}$$

Максимально допустимая постоянная времени

$$R_{\text{р}} \cdot C_{\text{вх}} = \frac{t_{\text{ф}}}{2} = \frac{0{,}45}{2} = 0{,}225 \text{ мксек.}$$

При $C_{\text{вх}} = 20$ *пф*

$$R_{\text{р}} = \frac{0{,}225 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-12}} \approx 11 \text{ ком.}$$

Таким образом, разделительное сопротивление не должно превышать 10—15 *ком*.

Интересно подсчитать, какое снижение усиления выходного каскада видеоусилителя дает шунтирование входной цепью амплитудного селектора. Анодное сопро-

---

[1] Моментом синхронизации является момент отпирания синхроимпульсом лампы блокинг-генератора (например, точка *а'* на рис. 7).

тивление выходного каскада $R_а$ обычно не превышает 3 *ком*. Примем верхнюю границу спектра телевизионных частот $f_в = 4{,}5$ *Мгц*, т. е. $\omega_в = 2\pi f_в = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 4{,}5 \times \times 10^6 = 28 \cdot 10^6$ *гц*; $R_р = 15$ *ком*; $C_{вх} = 20$ *пф* (рис. 32,*б*).

На высшей частоте спектра сопротивление входной емкости селектора составит:

$$x_{вх} = \frac{1}{\omega_в \cdot C_{вх}} = \frac{1}{28 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 1\,800 \text{ ом},$$

т. е. $x_{вх} \ll R_р$. Поэтому для высшей частоты можно приближенно считать $x_{вх} \simeq 0$ и упрощенная эквивалентная схема примет вид рис. 33. Снижение усиления на высоких частотах β за счет подключения амплитудного селектора определится согласно рис. 33 выражением

Рис. 33. Эквивалентная схема выходного каскада видеоусилителя на высоких частотах (без элементов коррекции).

$$\beta = \frac{K_{в.ч}}{K_{н.ч}} = \frac{R_{экв}}{R_а},$$

где $K_{в.ч}$ и $K_{н.ч}$ — коэффициенты усиления соответственно на высоких и низких частотах, $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление на высоких частотах:

$$R_{экв} = \frac{R_а R_р}{R_а + R_р}.$$

В нашем примере

$$R_{экв} = \frac{3 \cdot 15}{3 + 15} = 2{,}5 \text{ ком}; \quad \beta = \frac{2{,}5}{3} = 84\%.$$

Таким образом, уменьшение усиления оказывается значительным (16%) и должно быть скорректировано цепями высокочастотной коррекции видеоусилителя или соответствующей настройкой УПЧ телевизора.

ГЛАВА ПЯТАЯ
РАЗДЕЛЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ СИНХРОНИЗАЦИИ

НЕОБХОДИМОСТЬ РАЗДЕЛЕНИЯ СИНХРОИМПУЛЬСОВ

Синхросигнал, снимаемый с анодной нагрузки амплитудного селектора, представляет собой смесь импульсов строчной и кадровой частот (рис. 25). Для устойчивой и правильной синхронизации генераторов развертки эти импульсы надо разделить на кадровые и строчные.

Если, например, вследствие плохой работы схем разделения на сетку кадрового блокинг-генератора вместе с кадровыми синхроимпульсами будут попадать и строчные, это может вызвать несвоевременное срабатывание кадрового блокинг-генератора (т. е. переход с прямого на обратный ход). Таким образом, попадание строчных синхроимпульсов в сеточную цепь кадрового блокинг-генератора вызовет нарушение чересстрочной развертки и неприятное дрожание кадра по вертикали.

Если же относительно длинный кадровый синхроимпульс проникнет в сеточную цепь строчного блокинг-генератора, возможно нарушение синхронизации у целой группы строк (обычно в верхней части изображения).

По стандарту длительность строчного синхроимпульса составляет:

$$t_{\text{синх.стр}} = 0{,}08H = 0{,}08 \cdot 64 = 5{,}1\ \textit{мксек},$$

где $H = 64$ *мксек* — период строчной развертки.

Длительность кадрового синхроимпульса

$$t_{\text{синх.кадр}} = 3H = 3 \cdot 64 = 192\ \textit{мксек}^{1}.$$

Кадровый импульс в $\frac{3H}{0{,}08H} = 37{,}5$ раз длиннее строчного. Такая значительная разница в длительностях позволяет осуществить простые и надежно работающие схемы разделения импульсов по длительности.

[1] Точнее, действующая длительность кадрового импульса синхронизации несколько меньше за счет наличия в нем шести врезок (см. рис. 12) и составляет примерно 160 *мксек*.

В качестве схем разделения сейчас повсеместно используются интегрирующие (накопительные) и дифференцирующие (укорачивающие) цепочки [1].

РАБОТА ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЦЕПОЧКИ

Схема интегрирующей цепочки представлена на рис. 34. В этой схеме, содержащей элементы R и C, выходное напряжение снимается с емкости C. Предположим, что на вход этой схемы подаются П-образные импульсы двух видов — узкий *1* и широкий *2*. Так как выходной конденсатор заряжается от этих импульсов через сопротивление постепенно, амплитуда выходных импуль-

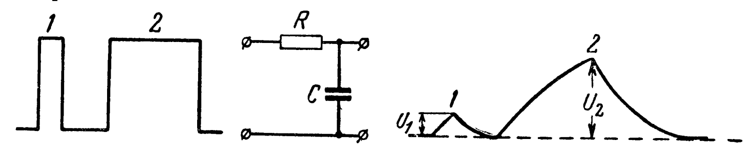


Рис. 34. Работа интегрирующей цепочки.

сов будет зависеть от длительности этих импульсов; она будет тем меньше, чем меньше длительность импульса. Таким образом, разница в длительностях превращается в разницу в амплитудах выходных импульсов.

Если на вход интегрирующей цепочки подается П-образный импульс с амплитудой $U_{вх}$ (он показан пунктиром на рис. 35,*а*), то напряжение на выходе будет изменяться во времени по экспоненциальному закону

$$u_{вых} = U_{вх}\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right), \qquad (5)$$

причем, чем больше постоянная времени цепочки RC, тем меньше амплитуда выходного импульса.

Предположим, что $t_с$ и $t_к$ обозначают соответственно длительности строчного и кадрового синхроимпульсов. Коэффициент подавления строчных импульсов интегри-

---

[1] Для читателя, знакомого с основами высшей математики, поясним, что напряжение на выходе дифференцирующей цепочки примерно пропорционально производной входного напряжения. На выходе интегрирующей цепочки напряжение примерно пропорционально интегралу входного напряжения.

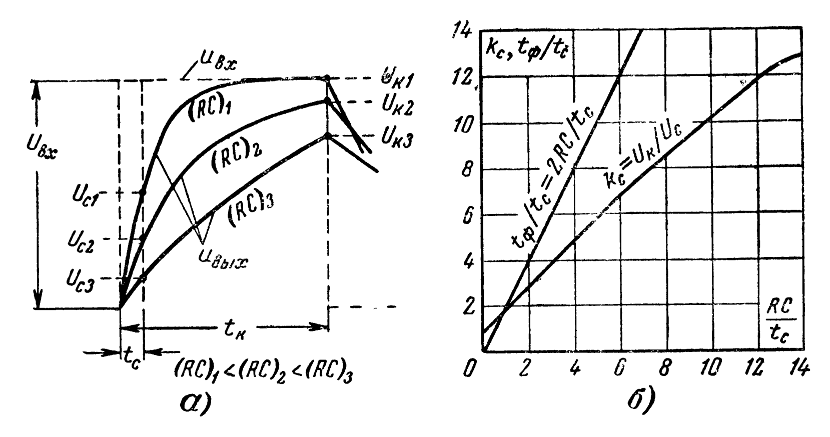


Рис. 35. Влияние величины постоянной времени на работу интегрирующей цепочки.

а — зависимость амплитуды выходных импульсов от постоянной времени; *б* — зависимость длительности фронта выходных импульсов и коэффициента подавления от постоянной времени.

рующей цепочкой можно выразить в виде отношения амплитуды кадровых импульсов $U_к$ к амплитуде строчных импульсов на выходе цепочки:

$$k_с = \frac{U_к}{U_с}. \qquad (6)$$

Коэффициент подавления зависит от постоянной времени RC и длительностей импульсов $t_с$ и $t_к$. Имея в виду, что $t_к/t_с = 37{,}5$ и основываясь на выражении (5), получаем:

$$k_с = \frac{U_к}{U_с} = \frac{1 - e^{-\frac{t_к}{RC}}}{1 - e^{-\frac{t_с}{RC}}} = \frac{1 - e^{-\frac{37{,}5 t_с}{RC}}}{1 - e^{-\frac{t_с}{RC}}}. \qquad (7)$$

График зависимости $k_с = f\left(\frac{RC}{t_с}\right)$, построенный на основании вычислений по формуле (7), изображен на рис. 35,*б*. Обычно постоянная времени RC не превосходит длительности строчного синхроимпульса более чем в 8—10 раз.

Из графика рис. 35,*б* следует, что для лучшего подавления строчных импульсов постоянная времени RC должна быть большой. Однако при большой постоянной времени сильно увеличивается длительность фронта кадрового синхроимпульса (уменьшается крутизна фронта импульса), что приводит к неустойчивой синхронизации и к нарушению чересстрочной развертки.

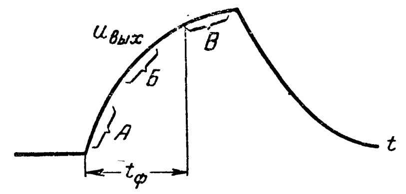


Рис. 36. Снижение крутизны фронта выходного импульса к концу импульса.

Длительность фронта кадрового синхроимпульса (рис. 36) можно грубо оценить по следующей приближенной формуле:

$$t_ф \approx 2RC.$$

На рис. 35,*б* для ориентировки показана зависимость $\frac{t_ф}{t_с} = 2\frac{RC}{t_с}$.

Выше была подсчитана допустимая длительность фронта кадрового импульса синхронизации:

$$t_ф = 80 \text{ мксек}.$$

Следовательно, допустимая величина постоянной времени интегрирующей цепочки

$$RC = \frac{t_ф}{2} = \frac{80}{2} = 40 \text{ мксек},$$

т. е.

$$\frac{RC}{t_с} = \frac{40}{5{,}1} \approx 8.$$

По графику рис. 35,*б* $\frac{RC}{t_с} = 8$ находим величину коэффициента подавления строчных импульсов:

$$k_с = 8{,}5.$$

Такой коэффициент подавления, исходя из практики, нельзя признать достаточным. Строчные синхроимпульсы на выходе интегрирующей цепочки оказываются еще

значительными (порядка нескольких вольт) и их появление в сеточной цепи кадрового блокинг-генератора вызывает нарушение синхронизации вертикальной развертки.

Определим необходимую величину коэффициента подавления. Крутизна фронта на различных участках кривой нарастания кадровых импульсов различна. Она наибольшая в начале импульса (участок *А* рис. 36), имеет среднюю величину на участке *Б* и очень малую в конце импульса — на участке *В*. Очевидно, что для

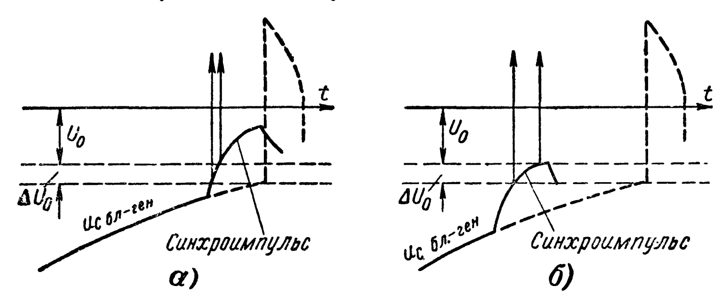


Рис. 37. Синхронизация блокинг-генератора.
а — при $T_{синх}$, близком к $T_{соб}$; *б* — при $T_{синх}$, заметно меньшим $T_{соб}$.

более точной и устойчивой синхронизации лампу кадрового блокинг-генератора выгодно открывать нижней частью синхроимпульса (участок *А*), где крутизна наибольшая. Для этого, как это следует из рис. 37, желательно, чтобы период синхроимпульсов $T_{синх}$ как можно меньше отличался от периода собственных колебаний кадрового блокинг-генератора $T_{соб}$. Однако если эти периоды близки, возникает легкая возможность отпирания лампы кадрового блокинг-генератора недостаточно подавленными строчными синхроимпульсами (рис. 38).

Обычно период следования синхроимпульсов не отличается от периода автоколебаний блокинг-генератора более, чем на 10%:

$$T_{синх} \cong 0,9T_{соб}.$$

Для этого заданного соотношения между $T_{синх}$ и $T_{соб}$ найдем допустимую величину строчного синхроимпульса

на выходе интегрирующей цепочки. Кривая изменения напряжения на сетке лампы кадрового блокинг-генера-

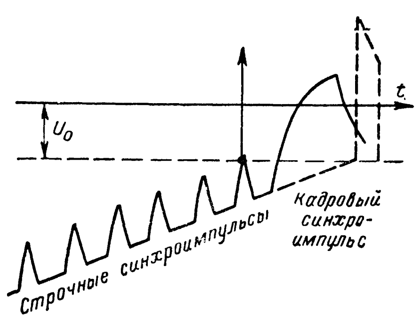


Рис. 38. Нарушение синхронизации кадрового блокинг-генератора оставшимися строчными синхроимпульсами.

тора изображена на рис. 39. Изменение напряжения от значения U_{C0} до U_0 (от точки *А* до точки *Б*) происходит по экспоненциальному закону:

$$u_c = U_{C0} e^{-\frac{t}{C_c R_c}},$$

где C_c и R_c — емкость и сопротивление в сеточной цепи блокинг-генератора.

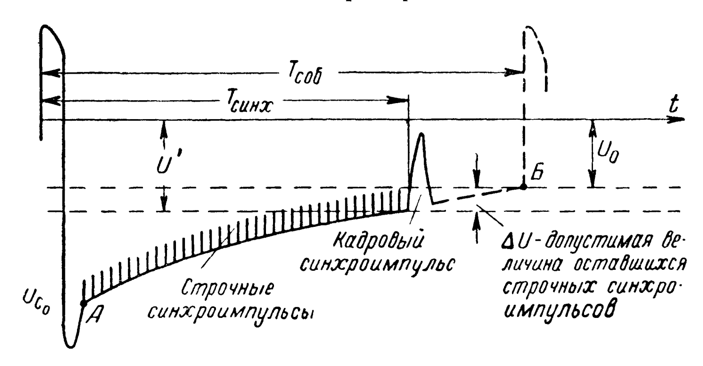


Рис. 39. Определение допустимой величины оставшихся строчных синхроимпульсов.

В точке $Б$

$$U_0 = U_{C0} e^{-\frac{T_{соб}}{C_с R_с}}.$$

Примем, как и в предыдущих примерах,

$$T_{соб} \approx 2R_с C_с,$$

тогда

$$U_0 = U_{Cэ} e^{-\frac{2R_с C_с}{R_с C_с}} = U_{C0} e^{-2} = 0{,}135 U_{C0},$$

т. е.

$$u_с = \frac{U_0}{0{,}135} e^{-\frac{2t}{T_{соб}}} = 7{,}4 e^{-\frac{2t}{T_{соб}}} \qquad (8)$$

Согласно обозначениям рис. 39 на основании формулы (8) следует, что

$$U' = (U_0 + \Delta U) = 7{,}4 U_0 e^{-\frac{2T_{синх}}{T_{соб}}}.$$

где ΔU — допустимая величина оставшегося строчного синхроимпульса.

Так как

$$T_{синх} = 0{,}9 T_{соб},$$

$$U_0 + \Delta U = 7{,}4 U_0 e^{-2 \cdot 0{,}9} = 1{,}23 U_0,$$

т. е.

$$\Delta U = 0{,}23 U_0.$$

Приняв, например, $U_0 = 15$ *в*, получим следующую допустимую величину оставшегося строчного синхроимпульса:

$$\Delta U = 0{,}23 \cdot 15 = 3{,}5 \text{ в}.$$

Амплитуда кадрового синхроимпульса на выходе интегрирующей цепочки практически равна амплитуде входного импульса, т. е. амплитуде синхроимпульса на анодной нагрузке амплитудного селектора. Эта величина выше была определена

$$U_к = 90 \text{ в}.$$

Таким образом, необходимый коэффициент подавления строчных импульсов должен быть:

$$k_с = \frac{U_к}{\Delta U} = \frac{90}{3,5} = 25.$$

Из изложенного следует, что при выборе постоянной времени интегрирующей цепочки существует противоречие, заключающееся в том, что, с одной стороны, для эффективного подавления строчных импульсов следует увеличивать постоянную времени, с другой стороны, ее чрезмерная величина приводит к недопустимому увеличению длительности фронта кадрового импульса, т. е. к уменьшению крутизны фронта этого импульса.

Это противоречие оказывается неразрешимым для однозвенной интегрирующей цепочки, рассмотренной выше. Но оно легко разрешается в многозвенных (двух или трехзвенных) цепочках.

МНОГОЗВЕННАЯ ИНТЕГРИРУЮЩАЯ ЦЕПОЧКА

Схема двухзвенной интегрирующей цепочки изображена на рис. 40,*а*. Параметры *R* и *C* каждого звена обычно выбираются одинаковыми. Такая цепочка при правильно выбранных параметрах обеспечивает значительно лучшее подавление строчных синхроимпульсов и большую крутизну фронта кадровых синхроимпульсов по сравнению с однозвенной.

Для пояснения работы двухзвенной интегрирующей цепочки удобно разделить ее на две однозвенные *RC*-цепочки (рис. 40,*б*). На вход первой цепочки подается П-образный импульс. На выходе первой цепочки образуется промежуточный импульс. Для этого промежуточного импульса характерно отсутствие резкого скачка вначале — отсутствие крутого фронта. Таким образом, вторая цепочка возбуждается уже не резким перепадом напряжения, а плавно нарастающим напряжением. В связи с этим напряжение на конденсаторе второй цепочки возрастает сначала значительно медленнее, чем на первом конденсаторе. Только несколько позже, когда напряжение на конденсаторе первой цепочки достигнет существенной величины, напряжение на втором конденсаторе начнет возрастать скорее.

На рис. 40,*в* для удобства сравнения изображены сопряженными вместе входной, промежуточный и выходной импульсы в двухзвенной интегрирующей цепочке. Наличие пологого участка в начале выходного импульса (участок $\alpha\beta$) обеспечивает хорошее подавление строчных импульсов. Это следует из сравнения строчных импульсов

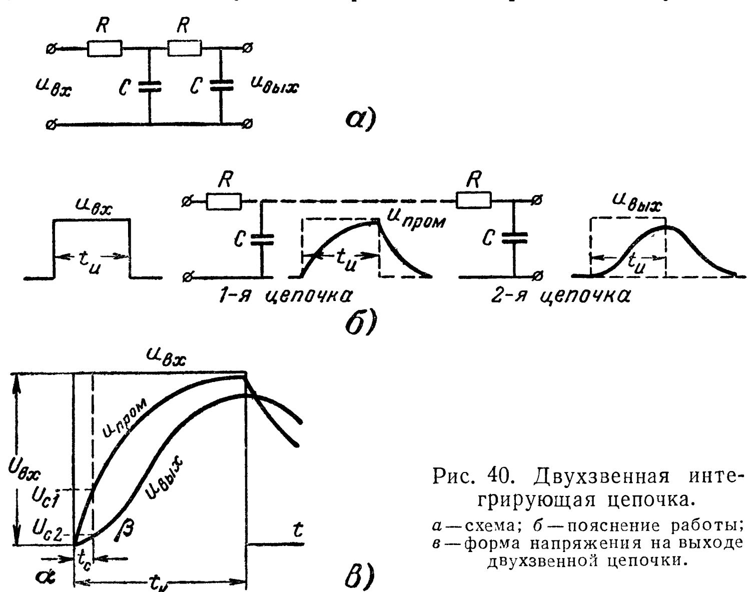


Рис. 40. Двухзвенная интегрирующая цепочка.
а — схема; *б* — пояснение работы; *в* — форма напряжения на выходе двухзвенной цепочки.

для однозвенной цепочки u_{C1} и для двухзвенной u_{C2}. Крутизна фронта импульсов $u_{пром}$ и $u_{вых}$ в своей средней части примерно одинакова.

Математическое выражение зависимости выходного напряжения от времени в двухзвенной интегрирующей цепочке при подаче на ее вход П-образного импульса имеет вид[1]:

$$u_{вых} = U_{вх}\left(1 - 1{,}17e^{-0{,}38\frac{t}{RC}} + 0{,}176e^{-2{,}62\frac{t}{RC}}\right). \qquad (9)$$

Это выражение содержит две экспоненты, из которых первая медленно, а вторая быстро убывает со временем.

[1] А. Я. Клопов и Е. И. Рассадников, Основы телевизионной техники, Госэнергоиздат, 1951, стр. 256.

Обозначим:

$$y_1 = 1 - 1{,}17e^{-0{,}38\frac{t}{RC}} \quad \text{(первая экспонента);}$$

$$y_2 = 0{,}176e^{-2{,}62\frac{t}{RC}} \quad \text{(вторая экспонента)}$$

$$y = y_1 + y_2.$$

Графики этих экспонент, а также и их суммы представлены на рис. 41. Вторая экспонента довольно быстро затухает, и длительность фронта выходного импульса определяется практически только первой экспонентой.

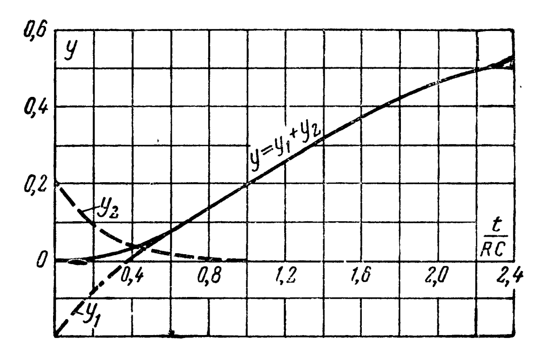


Рис. 41. Составляющие выходного сигнала двухзвенной интегрирующей цепочки.

Используя приблизительное соотношение $t_ф = 2RC$, нужно учитывать, что в показателе степени первой экспоненты (определяющей в основном длительность фронта) включен еще сомножителем коэффициент 0,38, т. е.

$$t_ф = 2RC\,\frac{1}{0{,}38} = 5{,}26RC.$$

Постоянная времени относительно длительности строчного синхроимпульса будет:

$$\frac{RC}{t_c} = \frac{1}{5{,}26}\,\frac{t_ф}{t_c}.$$

Допустимая длительность фронта кадрового синхроимпульса была определена выше: $t_ф = 80$ *мксек.* По стандарту $t_с = 5{,}1$ *мксек*, поэтому

$$\frac{RC}{t_с} = \frac{80}{5{,}26 \cdot 5{,}1} \approx 1{,}4; \quad \frac{t_с}{RC} = 0{,}7.$$

Подставив эту величину $\frac{t_с}{RC}$ в формулу (9), определяем амплитуду оставшегося строчного синхроимпульса на выходе двухзвенной интегрирующей цепочки:

$$u_{вых} = U_{вх}(1 - 1{,}17e^{-0{,}38 \cdot 0{,}7} + 0{,}176e^{-2{,}62 \cdot 0{,}7}) \cong 0{,}05U_{вх}.$$

Амплитуда кадрового синхроимпульса на выходе двухзвенной цепочки, так же как и в случае однозвенной, при небольшой постоянной времени $RC \ll t_к$ практически равна амплитуде входного импульса:

$$U_к \approx U_{вх}.$$

Отсюда коэффициент подавления строчных импульсов

$$k = \frac{U_к}{U_с} \approx \frac{U_{вх}}{U_{вых}} = \frac{1}{0{,}05} = 20,$$

что можно признать уже допустимым.

Таким образом, при одинаковой длительности фронта выходного кадрового синхроимпульса однозвенная цепочка дает подавление строчных импульсов в 8,5 раз, а двухзвенная — в 20 раз, т. е. почти в 3 раза лучше.

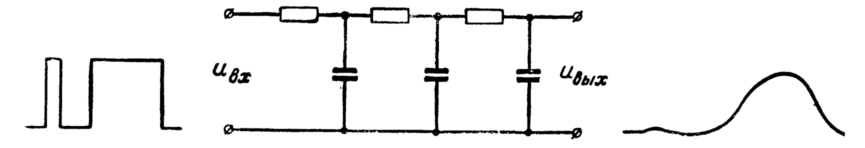


Рис. 42. Трехзвенная интегрирующая цепочка.

Ещё большее подавление строчных синхроимпульсов — в 60—70 раз — при достаточно крутом кадровом синхроимпульсе осуществляется в трехзвенной интегрирующей цепочке (рис. 42). Для этой цепочки постоян-

ную времени одного звена можно подсчитать по следующей приближенной формуле:

$$RC = 0{,}1 t_ф,$$

где $t_ф$ — допустимая длительность фронта выходного кадрового синхроимпульса. Например, при $t_ф = 40$ *мксек* $RC = 4$ *мксек*.

О НАЗНАЧЕНИИ ДВОЙНОЙ СТРОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Выше были рассмотрены причины введения импульсов двойной строчной частоты до, во время и после кадрового импульса синхронизации. Эти «уравнивающие» импульсы необходимы для обеспечения хорошей чересстрочной развертки. Для пояснения этого представим себе, что уравнивающих импульсов нет, и кадровые синхроимпульсы четного и нечетного полукадров отличаются друг от друга, как это показано на рис. 43, числом

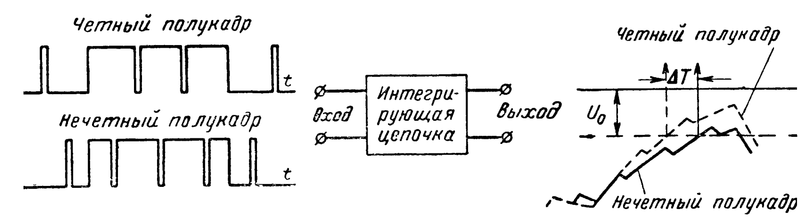


Рис. 43. Сдвиг моментов синхронизации (ΔT) кадрового блокинг-генератора при отсутствии выравнивающих импульсов.

врезок и фазой по отношению к ближайшему строчному синхроимпульсу. Эти два признака различия приводят к тому, что на выходе интегрирующей цепочки кадровые импульсы также отличаются, что вызывает нежелательное перемещение момента срабатывания кадрового блокинг-генератора. Если «качание» периода вертикальной развертки, обозначенное на рис. 43 ΔT, по величине близко к половине периода строчной развертки, т. е. ошибка периода вертикальной развертки составляет половину строки, тогда чересстрочная развертка пропадает полностью, т. е. четкость по вертикали уменьшается вдвое.

Введение уравнивающих импульсов (рис. 12) делает

форму кадровых синхроимпульсов на выходе интегрирующей цепочки идентичной для четных и нечетных полукадров.

РАБОТА ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЙ ЦЕПОЧКИ

Выделение строчных импульсов синхронизации из синхросмеси осуществляется дифференцирующей цепочкой, схема которой изображена на рис. 44,*а*. В отличие

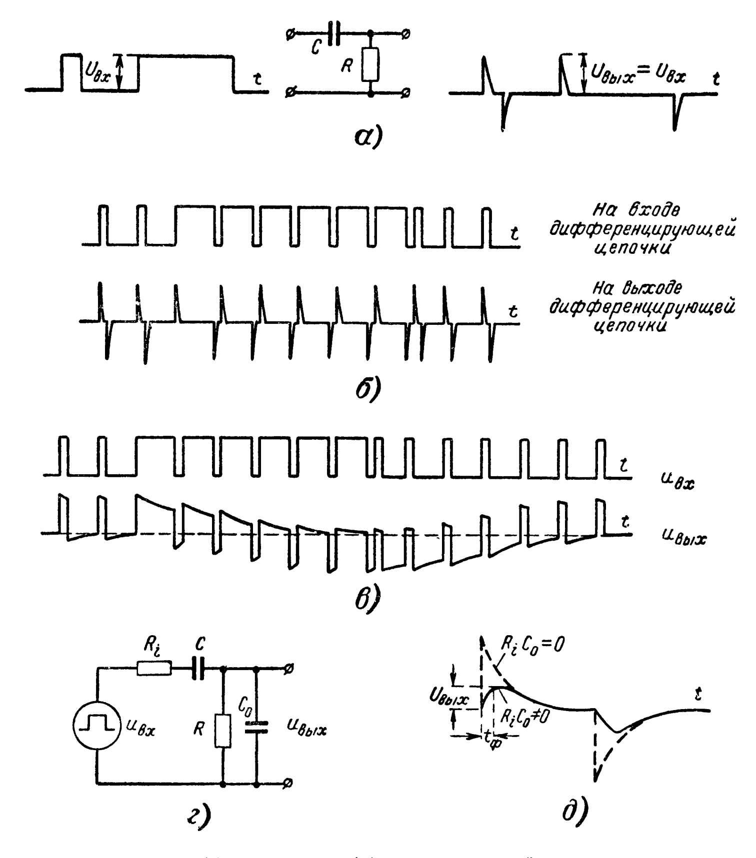


Рис. 44. Работа дифференцирующей цепочки.

а — схема цепочки; *б* — форма синхросмеси на входе и выходе дифференцирующей цепочки; *в* — работа дифференцирующей цепочки при чрезмерно большой постоянной времени; *г* — паразитные параметры в схеме дифференцирующей цепочки; *д* — влияние паразитных параметров на форму выходного импульса.

от интегрирующей цепочки здесь выходной сигнал снимается не с емкости, а с сопротивления.

Для правильной работы цепочки постоянная времени берется малой:

$$RC \ll t_c.$$

Таким образом, конденсатор C быстро заряжается во время подачи на вход синхроимпульса и также быстро разряжается после его действия. На рис. 44,*б* представлены формы напряжений синхросмеси на входе и выходе дифференцирующей цепочки. В выходном напряжении кадровый синхроимпульс пропадает, от него остаются только крутые перепады, играющие затем роль строчных синхроимпульсов.

Для правильной работы дифференцирующей цепочки ее постоянная времени должна быть взята в 2—3 раза меньше длительности строчного синхроимпульса:

$$RC = \frac{t_c}{2 \div 3} = \frac{5,1}{2 \div 3} = 1,7 \div 2,5 \text{ мксек}.$$

Если постоянная времени будет больше допустимой, то во время и после действия кадрового синхроимпульса может быть «провал» строчных синхроимпульсов (рис. 44,*в*). При этом некоторое число синхроимпульсов (до нескольких десятков) не будет участвовать в синхронизации строчной развертки, что приведет к подергиванию строк верхней части изображения.

Если не учитывать паразитных параметров в схеме дифференцирующей цепочки — внутреннего сопротивления генератора входных импульсов (в данном случае — выходного сопротивления амплитудного селектора) и паразитной емкости, то амплитуда на выходе цепочки оказывается равной амплитуде входных импульсов (рис. 44,*а*). К сожалению, на практике паразитные параметры значительно ухудшают работу дифференцирующей цепочки, уменьшая амплитуду и увеличивая длительность фронта выходных строчных синхроимпульсов.

Работа дифференцирующей цепочки с учетом паразитных параметров R_i и C_0 пояснена на рис. 44,*г*, *д*. Эти параметры образуют интегрирующую цепочку (ср. со схемой рис. 32). Если паразитная постоянная времени не очень велика, т. е. $R_iC_0 < RC$, амплитуда выходного на-

пряжения может быть подсчитана по следующей формуле:

$$U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}\left[1 - \frac{R_i C_0}{RC} \ln\left(1 + \frac{RC}{R_i C_0}\right)\right], \qquad (10)$$

а длительность фронта

$$t_{\text{ф}} \approx R_i C_0 \ln\left(1 + \frac{RC}{R_i C_0}\right). \qquad (11)$$

Например, если $RC \doteq 2{,}5$ *мксек*, а паразитная постоянная времени

$$R_i C_0 = 0{,}2 \cdot RC = 0{,}5 \text{ мксек},$$

тогда длительность фронта выходного строчного синхроимпульса

$$t_{\text{ф}} = 0{,}5 \ln(1 + 5) = 0{,}9 \text{ мксек};$$

амплитуда выходного импульса

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}\left[1 - 0{,}2 \ln(1 + 5)\right] = 0{,}6 U_{\text{вх}}.$$

При $U_{\text{вх}} = 90$ *в* $U_{\text{вых}} = 0{,}6 \cdot 90 = 54$ *в*.

Для определения возможных колебаний периода строчной развертки ΔT за счет колебаний напряжения отсечки и конечной крутизны фронта выходного синхроимпульса воспользуемся формулой

$$\Delta T = \frac{\Delta u_0}{U_{\text{синхр}}} t_{\text{ф}}.$$

Примем, как и в прежних примерах,

$$\Delta u_0 = 2 \text{ в}, \quad U_{\text{синх}} = 54 \text{ в}; \quad t_{\text{ф}} = 0{,}9 \text{ мксек};$$

$$\Delta T = \frac{2}{54} \cdot 0{,}9 = 0{,}033 \text{ мксек},$$

т. е. примерно половина длительности передачи одного элемента изображения ($t_{\text{эл}} = 0{,}07$ *мксек*), что можно считать допустимым.

В нашем случае R_i (выходное сопротивление амплитудного селектора) состоит из параллельно соединенных внутреннего сопротивления лампы и анодной нагрузки. Взяв цифровые данные из примера на стр. 39

$$R_{i\,\text{лампы}} = R_0 = 7 \text{ ком}; \quad R_з = 20 \text{ ком},$$

получаем:

$$R_i = \frac{R_0 R_з}{R_0 + R_з} = \frac{7 \cdot 20}{20 + 7} = 5,2\ ком.$$

Отсюда допустимая паразитная емкость должна быть не более:

$$C_0 = \frac{(R_i C_0)}{R} = \frac{0,5 \cdot 10^{-6}}{5,2 \cdot 10^3} \approx 100\ пф.$$

Эта емкость составляется из выходной емкости амплитудного селектора, входной емкости лампы строчного блокинг-генератора, собственной емкости обмоток блокинг-трансформатора, емкости монтажа.

Импульсы синхронизации могут быть поданы непосредственно в сеточную цепь блокинг-генератора (рис. 11,*а*). В этом случае элементы $C_{синх}$ и $R_{синх}$ являются дифференцирующей цепочкой, а синхроимпульсы на ее входе должны иметь положительную полярность. Однако импульсы на выходе амплитудного селектора имеют отрицательную полярность и для осуществления синхронизации по схеме рис. 11,*а* необходимо после амплитудного селектора включить еще усилительный каскад, изменяющий фазу синхроимпульсов. Для уменьшения числа ламп синхроимпульсы часто вводятся в анодную цепь блокинг-генератора (рис. 11,*б*). В этой схеме трансформатор блокинг-генератора является фазопереворачивающим устройством; отрицательный импульс, поданный на анодную обмотку трансформатора, вызывает соответствующий положительный импульс на сеточной обмотке.

В схеме рис. 11,*б* отсутствует сопротивление дифференцирующей цепочки. Роль этого сопротивления играет сама лампа. В блокинг-генераторе, вошедшем в синхронизм, положительный импульс возникает одновременно с появлением синхроимпульса (см., например, рис. 7). Этот положительный импульс открывает участок «сетка—катод», за счет сеточного тока образуется низкоомное сопротивление $r_{ск}$ (рис. 45,*а*). Это сопротивление пересчитывается трансформатором в анодную цепь по формуле

$$r'_{с.к} = r_{с.к} n^2,$$

где $n = \frac{w_а}{w_с}$ — коэффициент трансформации.

Эквивалентная схема блокинг-генератора в момент действия синхроимпульса может быть представлена

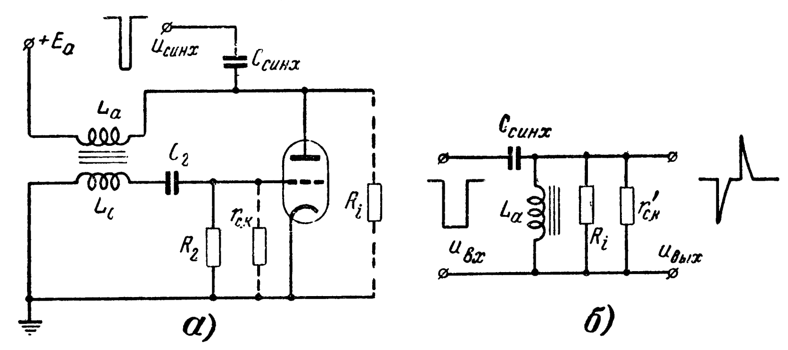


Рис. 45. Образование дифференцирующей цепочки в схеме строчного блокинг-генератора.

а — подача синхроимпульсов в анодную цепь; *б* — эквивалентная схема.

рис. 45,*б*. Сопротивление дифференцирующей цепи составляется из двух параллельно соединенных сопротивлений:

$$R = \frac{r'_{с.к} R_i}{r'_{с.к} + R_i},$$

где R_i — сопротивление участка „анод—катод" лампы блокинг-генератора. Это эквивалентное сопротивление обычно имеет величину порядка 3—5 *ком*.

Например, при $RC = 2{,}5$ *мксек* и $R = 3 \div 5$ *ком* необходимая величина емкости

$$C = \frac{(RC)}{R} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-6}}{(3 \div 5) \cdot 10^{3}} = 500 \div 800 \text{ пф}.$$

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИНХРОНИЗАЦИИ

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Изложенные выше рассуждения, касающиеся работы схем отделения и разделения синхроимпульсов, не учитывали влияния помех на работу этих схем. Помехи

нарушают синхронизацию, изображение становится неустойчивым, особенно в горизонтальном направлении.

Импульсные помехи, попадая вместе с сигналом на управляющий электрод приемной трубки, создают на изображении характерные точки и вспышки. Однако эти искажения кажутся незначительными по сравнению с искажениями, вызванными помехами, воздействующими на цепи синхронизации. Здесь, например, один импульс помехи может «выбить» отдельную строку или группу строк, что приведет к разрывам изображения в направлении строк. Поэтому прежде всего следует добиваться повышения помехоустойчивости телевизионного приемника в цепях синхронизации, в схеме амплитудного селектора.

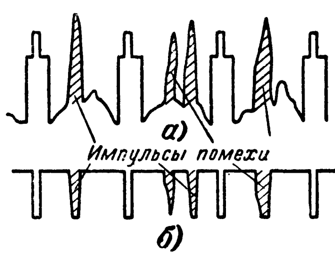


Рис. 46. Прохождение импульсов помехи в анодную цепь амплитудного селектора.

а — форма сигнала в сеточной цепи; *б* — форма сигнала в анодной цепи.

Типичным является случай, когда импульсные помехи, смешавшись с телевизионным сигналом, заходят в область синхроимпульсов (рис. 46,*а*). В обычно амплитудном селекторе эти помехи отделяются вместе с синхроимпульсами (рис. 46,*б*) и затем попадают в генератор развертки, нарушая его синхронизацию. Кроме того, что помехи действуют как ложные синхроимпульсы, они воздействуют на схему привязки нулевого уровня в сеточной цепи амплитудного селектора, вызывая дополнительное автоматическое смещение. Это смещение может запереть лампу селектора на несколько строчных периодов, и синхронизация нарушится на несколько строк. Это явление иллюстрируется рис. 47. Импульсная помеха с амплитудой $U_п$, значительно превышающей амплитуду синхроимпульсов, заходит далеко в область сеточных токов и сильно заряжает переходный конденсатор C_1 на схеме рис. 22. В результате автоматическое смещение увеличивается (т. е. $U>U_0$, рис. 47), несколько последующих синхроимпульсов оказываются за отсечкой анодного тока. Потребуется некоторое время θ, пока конденсатор C_1 разрядится через сопротивление утеч-

ки R_1 и синхроимпульсы на выходе амплитудного селектора приобретут необходимую амплитуду. За время θ строчный блокинг-генератор, не получающий в это время синхроимпульсы, может значительно изменить частоту и фазу своих колебаний.

Типичным для импульсов помехи является их малая продолжительность и крутой фронт. Такие помехи легко проходят через дифференцирующую цепочку и нарушают синхронизм работы строчного блокинг-генератора. Более благополучно обстоит дело с кадровой синхронизацией. Интегрирующая цепочка, соединяющая амплитудный селектор с кадровым блокинг-генератором, является схемой, эффективно подавляющей узкие импульсные помехи. Конденсатор интегрирующей цепочки или конденсаторы в многозвенной интегрирующей цепочке не успевают как следует заряжаться от импульсных помех. Эти помехи подавляются так же, как и строчные синхроимпульсы.

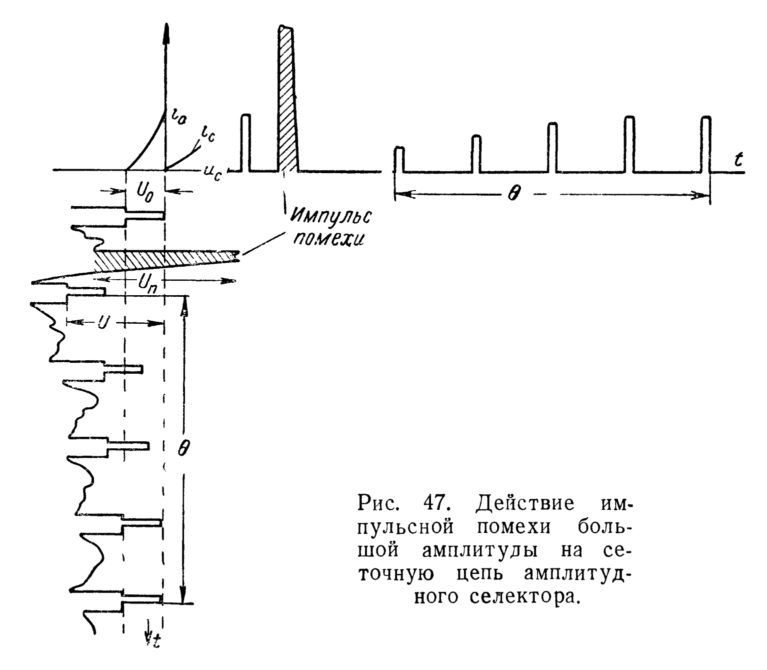


Рис. 47. Действие импульсной помехи большой амплитуды на сеточную цепь амплитудного селектора.

В связи с изложенным проблема повышения помехоустойчивости синхронизации в большей своей части сво-

дится к проблеме помехоустойчивости строчной синхронизации. В настоящее время используются два пути повышения помехоустойчивости синхронизации. Они не исключают друг друга. Первый путь — улучшение схемы амплитудного селектора, повышение его помехоустойчивости. Второй путь — замена способа импульсной синхронизации на способ синхронизации путем автоподстройки генераторов развертки.

Ниже на некоторых конкретных схемах рассматриваются пути и способы повышения помехоустойчивости синхронизации.

УЛУЧШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АМПЛИТУДНОГО СЕЛЕКТОРА

Существует большое число схем, являющихся усовершенствованием обычного амплитудного селектора, улучшающих его помехоустойчивость. В качестве примера рассмотрим две схемы. Описания других схем можно найти в литературе, указанной в конце книги.

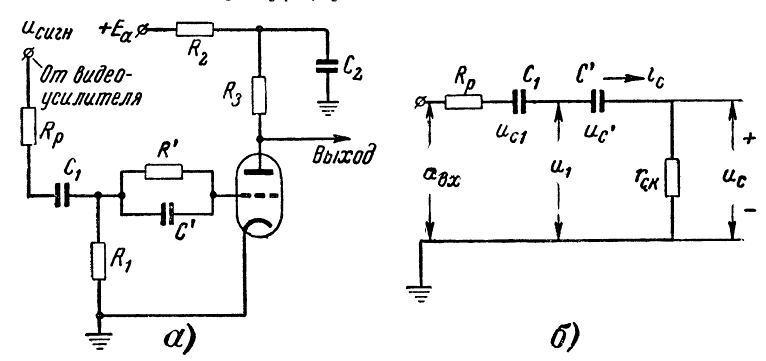


Рис. 48. Включение цепочки $R'C'$, поглощающей импульсы помехи
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

Простая схема, позволяющая довольно эффективно бороться с импульсными помехами большой амплитуды, изображена на рис. 48,*а*. Дополнительная цепочка $R'C'$, включенная последовательно в сеточную цепь, является устройством, поглощающим помеху. Для успешной работы схемы надо, чтобы емкость этой цепочки была бы много меньше емкости переходного конденсатора C_1,

т. е. $C' \ll C_1$. Кроме того, постоянная времени цепочки $C'R'$ должна быть меньше длительности одной строки:

$$C'R' < H,$$

где $H = 64$ *мксек*, например,

$$C'R' = (0{,}2 \div 0{,}5)\,H = 12 \div 30 \text{ мксек}.$$

Работу поглотительной цепочки можно объяснить следующим образом. При появлении на входе узкого положительного импульса помехи в схеме возникает сеточный ток. Так как $R_1 \gg r_{\text{с.к}}$ и $R' \gg r_{\text{с.к}}$, где $r_{\text{с.к}}$ — сопротивление участка „сетка—катод", влиянием сопротивлений R_1 и R' на работу схемы во время действия импульса можно для простоты пренебречь. Упрощенная схема сеточной цепи в этом случае будет иметь вид, изображенный на рис. 48,*б*. Постоянная времени в этой схеме будет мала, так как сопротивление $R_\text{р} + r_{\text{с.к}} \ll R_1$ и $R_\text{р} + r_{\text{с.к}} \ll R'$, а эквивалентная емкость

$$C_\text{экв} = \frac{C_1 C'}{C_1 + C'} \ll C_1.$$

Поэтому конденсаторы C_1 и C' быстро зарядятся, причем напряжение на небольшой емкости C' сильно возрастет; на большой емкости C_1 напряжение U_{C1} изменится незначительно, а именно:

$$U_{C'} = U_\text{вх} \frac{C_1}{C_1 + C'};$$

$$U_{C1} = U_\text{вх} \frac{C'}{C_1 + C'},$$

т. е. $\frac{U_{C1}}{U_{C'}} = \frac{C'}{C_1}$. Например, при $\frac{C'}{C_1} = 0{,}01$, конденсатор C_1 зарядится на одну сотую амплитуды входного импульса помехи, т. е. напряжение смещения u_1 на сопротивлении утечки R_1 практически не изменится. Однако за счет эффективного заряда емкости C' сильно изменится напряжение на сетке лампы u_c. Оно будет состоять из суммы напряжений u_1 и U'_C. Необходимо, чтобы конденсатор C' имел возможность быстро (в течение части строчного периода) разряжаться на сопротивление R',

С этой целью выбирается небольшая постоянная времени поглотительной цепочки:

$$R'C' = (0{,}2 \div 0{,}5)\,H = 12 \div 30 \text{ мксек.}$$

Чем меньше величина емкости C', тем лучше, казалось бы, будет работать схема, так как заряд и разряд этого конденсатора будет происходить быстрее. Однако в этом случае, как и во многих подобных случаях, емкость C' должна превосходить паразитную (входную) емкость лампы в 3 — 5 раз, т. е. $C' = (3 \div 5)\,C_{вх}$.

Из теории усилителей

$$C_{вх} = C_{с.к} + C_{с.а}(1 + K),$$

где $C_{с.к}$—емкость „сетка—катод“, $C_{с.а}$—емкость „сетка—анод“, K — коэффициент усиления амплитудного селектора.

Пример. Лампа 6Н1П: $R_i = 7$ *ком*; $\mu = 35$; $C_{с.к} = 3{,}8$ *пф*; $C_{с.а} = 2$ *пф*; $R_з = 20$ *ком*.

1)

$$K = \frac{\mu R_з}{R_з + R_i} = \frac{35 \cdot 20}{20 + 7} = 26.$$

2)

$$C_{вх} = C_{с.к} + C_{с.а}(1 + K) = 3{,}8 + 2(1 + 26) = 58 \text{ пф}.$$

3)

$$C' = 5C_{вх} = 5 \cdot 58 \sim 300 \text{ пф}.$$

4)

$$R'C' = 30 \text{ мксек}; \quad R' = \frac{(R'C')}{C'} = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{300 \cdot 10^{-12}} = 100 \text{ ком}.$$

АМПЛИТУДНЫЙ СЕЛЕКТОР НА ГЕПТОДЕ

Описанный выше способ повышения помехоустойчивости амплитудного селектора защищает переходный конденсатор C_1 от значительного добавочного подзаряда его импульсами помехи. Это в свою очередь защищает от дополнительного сползания рабочей точки сеточной характеристики в отрицательную область.

Очевидно, что в схеме рис. 48,*а* импульсы помехи не устраняются полностью, они появятся в анодной цепи вместе с импульсами синхронизации (рис. 49). В дальнейшем, попадая вместе с синхроимпульсами в генера-

тор строчной развертки, импульсы помехи будут нарушать его синхронизацию.

Для устранения импульсов помехи из синхросмеси в анодной цепи амплитудного селектора эффективной является схема амплитудного селектора на гептоде (т. е. на лампе, имеющей две управляющие сетки). Такая схема с повышенной помехоустойчивостью изображена на рис. 50,*а*. Для нормальной работы схемы нужно располагать телевизионным сигналом двух полярностей: 1) сигналом с синхроимпульсами отрицательной полярности и полным размахом порядка нескольких единиц вольт; 2) сигналом с синхроимпульсами положительной полярности и полным размахом в несколько десятков вольт.

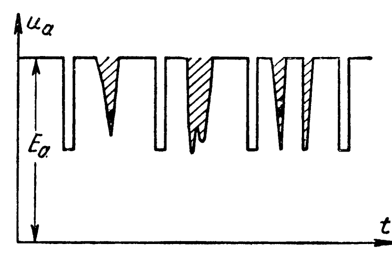
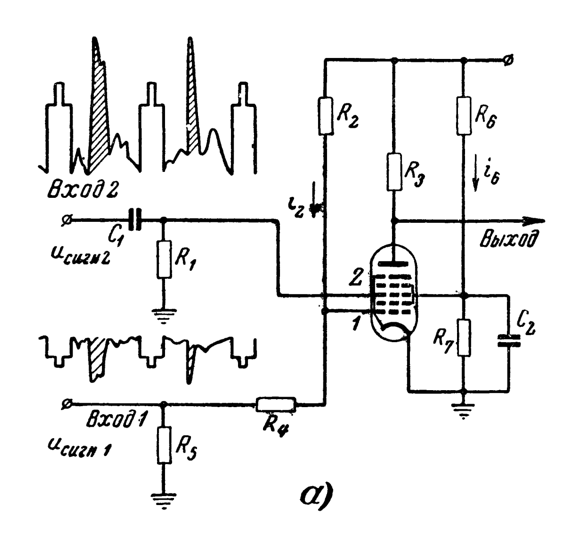


Рис. 49. Помехи в анодной цепи селектора.

Такие сигналы могут быть получены: первый — на сетке выходного каскада видеоусилителя, второй — в анодной цепи этого выходного каскада. Как видно из рис. 50,*а*, первый сигнал подается на первую управляющую сетку, второй — на вторую. При помощи потенциометра R_2, R_4, R_5 на первую сетку подается небольшое положительное смещение (порядка 2 *в*).

Сеточная характеристика анодного тока лампы (по первой сетке) изображена на рис. 50,*б*. Подача отрицательного напряжения на вторую сетку (u_{c2}) не перемещает у гептода напряжения отсечки по первой сетке (U_{01}), а только изменяет крутизну характеристики $i_a = f(u_{c1})$.

При появлении отрицательного синхроимпульса на первой сетке (момент *b* рис. 50,*б*) лампа полностью не запирается. Этот же синхроимпульс значительно большей амплитуды и положительной полярности одновременно появляется на второй сетке. Эта сетка работает обычным образом, как и в амплитудном селекторе на триоде: создается автоматическое смещение сеточным током на элементах C_1R_1, осуществляется привязка синхроимпульсов к нулевому уровню.



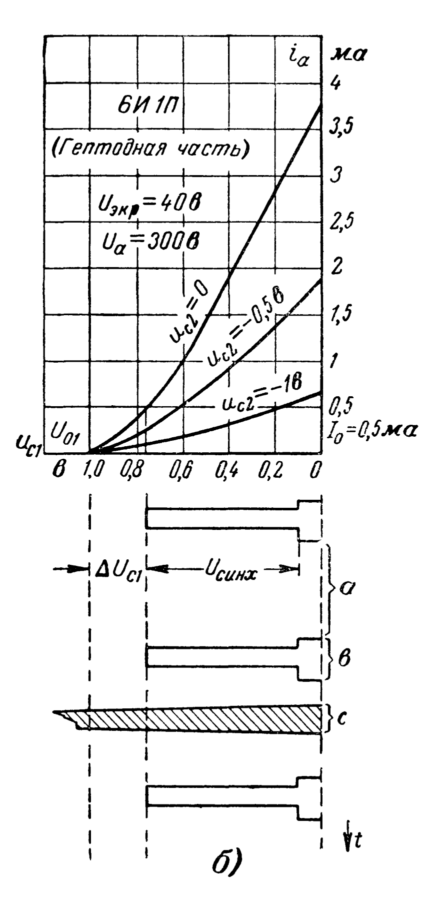


Рис. 50. Амплитудный селектор на гептоде

а — принципиальная схема; *б* — выбор режима работы.

При появлении импульсов помехи, превышающих уровень синхроимпульсов, лампа запирается по первой сетке (участок C рис. 50,*б*). Эта же помеха одновременно появившаяся в положительной полярности на второй сетке лампы, не в состоянии ее открыть, так как напряжение отсечки U_{01} не зависит от напряжения на второй сетке. Кроме того, положительные импульсы помехи, появляющиеся на второй сетке, не могут вызвать дополнительного заряда емкости C_1, так как лампа запирается по первой сетке и сеточный ток второй сетки также будет равен нулю. Таким образом, импульсы помехи, превосходящие уровень синхроимпульсов на некоторую определенную величину ΔU_{c1} (рис. 50,*б*) «вырезаются» из синхросмеси в выходной цепи амплитудного селектора.

Положительное смещение на первой сетке необходимо для того, чтобы ограничить телевизионный сигнал сеточными токами первой сетки во время прямого хода (участок *а* рис. 50,*б*). Это дает возможность более рационально разместить в растворе сеточной характеристики $0—U_{01}$ синхроимпульсы и импульсные помехи, подлежащие подавлению. Изменяя это положительное смещение, можно регулировать порог ограничения ΔU_{c1}.

Следует подчеркнуть, что видеосигнал, подаваемый на первую сетку, должен иметь восстановленную постоянную составляющую, т. е. положение вершин синхроимпульсов ($U_{синх}$ рис. 50,*б*) не должно меняться, иначе будет меняться порог ограничения ΔU_{c1} и схема не будет четко работать. Обычно сигнал на сетке выходного каскада видеоусилителя уже имеет восстановленную постоянную составляющую, его и следует подавать на первую сетку гептода без переходной емкости, иначе постоянная составляющая будет потеряна.

Нужно учитывать, что большинство гептодов, используемых, например, в качестве двухсеточных преобразователей в супергетеродинном приемнике, имеют удлиненную характеристику («варимю») по сигнальной (второй) сетке. Естественно, что такая лампа не годится для вышеописанного амплитудного селектора на гептоде. Из новых ламп подходящей является 6И1П — гептод с короткими сеточными характеристиками по обеим сеткам.

Для примера проведем ориентировочный выбор параметров схемы амплитудного селектора, на гептоде 6И1П.

Пример. Пусть телевизионный сигнал на выходе видеоусилителя составляет $U_{\text{сигн }2}=30$ *в*. Таким образом,

$$U_{\text{синх }2}=0{,}25U_{\text{сигн }2}=7{,}5 \text{ в}.$$

Примем коэффициент усиления выходного каскада видеоусилителя (исходя из практики) $K \approx 10$. На сетке выходного каскада полный размах видеосигнала будет:

$$U_{\text{сигн }1}=U_{\text{сигн }2}:K=\frac{30}{10}=3 \text{ в},$$

а импульс синхронизации:

$$U_{\text{синх }1}=0{,}25\cdot 3=0{,}75 \text{ в}.$$

Выберем порог ограничения (см. рис. 50,*б*):

$$\Delta u_{\text{с}1}=\frac{1}{3}U_{\text{синх}1}=\frac{0{,}75}{3}=0{,}25 \text{ в}.$$

Таким образом, раствор характеристики по первой сетке должен составлять (рис. 50,*б*):

$$u_{01}=U_{\text{синх}1}+\Delta u_{\text{с}1}=0{,}75+0{,}25=1 \text{ в}.$$

Подбирать нужный раствор сеточной характеристики путем изменения анодного напряжения [как это делалось при помощи сопротивления R_2 (рис. 22) в амплитудном селекторе на триоде] здесь не представляется целесообразным, так как у многосеточных ламп анодный ток, а следовательно, и положение сеточной характеристики очень мало зависит от анодного напряжения. Лучше поэтому соответствующую регулировку производить подбором напряжения на экранирующей сетке.

Сеточная характеристика с $E_{\text{экр}}=40$ *в* представлена на рис. 50,*б* (номинальное напряжение экранирующей сетки лампы 6И1П в обычном усилительном и смесительном режиме $E_{\text{экр}}=100$ *в*). При таком экранном напряжении напряжение отсечки $U_{01}=1$ *в*. Так как лампа оказывается закрытой в течение примерно 90% времени работы, средняя составляющая экранного тока оказывается весьма малой и при расчете делителя экранного напряжения, образованного сопротивлениями R_6 и R_7, экранным током можно пренебречь. Примем ток в этом делителе $i_6=2$ *ма*, тогда

$$R_6+R_7=\frac{E_{\text{а}}}{i_6}=\frac{300}{2}=150 \text{ ком};$$

$$\frac{R_7}{R_6+R_7}=\frac{E_{\text{экр}}}{E_{\text{а}}}=\frac{40}{300}=0{,}133;$$

$$R_7=0{,}133(R_6+R_7)=0{,}133\cdot 150=20 \text{ ком};$$

$$R_6=(R_6+R_7)-R_7=150-20=130 \text{ ком}.$$

Конденсатор C_2 должен для хорошей фильтрации переменной составляющей иметь на самой низкой частоте ($f_н = 50$ *гц*) сопротивление, раз в 20 меньшее величины R_7, т. е.

$$\frac{1}{\omega_н C_2} = \frac{1}{20} R_7,$$

откуда

$$C_2 = \frac{20}{R_7 \omega_н} = \frac{20}{20 \cdot 10^3 2\pi \cdot 50} \approx 1{,}6 \text{ мкф}.$$

Анодную нагрузку можно взять порядка 100 *ком*. Тогда амплитуда синхроимпульса на выходе селектора составит:

$$U_{синх} = I_0 R_3 = 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3 = 50 \text{ в}$$

(I_0—см. рис. 50,*б*).

Для хорошего подавления сигнала изображения сеточным током первой сетки нужно на эту сетку подать положительное напряжение смещения

$$E_{c1} = U_{сигн1} - U_{синх1} = 3 - 0{,}75 = 2{,}25 \text{ в}.$$

Можно ориентировочно считать, что сопротивление „первая сетка—катод" $r_{c1к}$ при положительном на ней напряжении составляет величину около 1 *ком*.

Таким образом, ток i_2 в делителе $R_2 - r_{c1к}$

$$i_2 = \frac{E_{c1}}{r_{c1к}} = \frac{2{,}25}{1} = 2{,}25 \text{ ма}.$$

Отсюда сопротивление

$$R_2 = \frac{E_а}{i_2} = \frac{300}{2{,}25} = 133 \text{ ком}$$

Для хорошего ограничения сигнала изображения нужно, чтобы

$$R_4 \gg r_{c1к}.$$

Возьмем

$$R_4 = 20 r_{c1к} = 20 \text{ ком}.$$

Значения $C_1 R_1$ выбираются такими же, как и у амплитудного селектора на триоде.

Следует иметь в виду, что рассмотренные примеры схем помехоустойчивых амплитудных селекторов не устраняют полностью влияния импульсных помех на цепи синхронизации. Например, импульсы помехи, не превышающие порога ограничения в схеме селектора на гептоде, не будут подавляться. Таким образом, рассмотренные схемы значительно улучшают помехоустойчивость, но полностью не устраняют влияния помех. Дальнейшее значительное улучшение помехоустойчивости строчной синхронизации достигается в схемах инерционной синхронизации с автоподстройкой частоты и фа-

зы строчной развертки, получивших распространение в новых телевизорах («Рубин», «Янтарь», «Темп-3» и др.). Перейдем к рассмотрению работы этих схем.

ИНЕРЦИОННЫЕ СХЕМЫ СТРОЧНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Рассмотренный в гл. 2 способ синхронизации называется импульсной синхронизацией или синхронизацией способом мгновенного действия. В этом случае синхронизация осуществляется каждым импульсом и если этим импульсом является помеха, то искажается строка (или несколько строк) изображения. Отделение синхроимпульсов от импульсов помехи по амплитудному признаку не дает большого выигрыша в помехоустойчивости.

Однако существует другой, более характерный признак различия между синхроимпульсами и импульсами помехи. Это различие заключается в том, что синхроимпульсы имеют постоянный период следования, т. е. они ритмически следуют друг за другом, а импульсы помехи возникают хаотически, и поэтому не имеют строго постоянного периода следования.

Генератор строчной развертки должен работать с частотой и фазой, точно равной частоте и фазе синхроимпульсов. Можно создать схему, которая будет сравнивать частоту и фазу колебаний в строчном генераторе с частотой и фазой строчных синхроимпульсов. В случае расхождения этих частот (или фаз) соответствующая схема автоподстройки, воздействуя на задающий каскад строчного генератора развертки, изменит его частоту до нужного совпадения.

Импульсы помехи, не имеющие определенной частоты, оказываются в такой схеме со сравнением и автоподстройкой изолированными и не влияют на работу схемы синхронизации.

Особенность такого метода синхронизации заключается еще и в том, что он обладает инерционностью; здесь происходит сравнение частот в среднем, за сравнительно большой промежуток времени (определяемый постоянной времени схемы автоподстройки). Поэтому искажение или пропадание отдельных синхроимпульсов за счет воздействия помех уже не играет такой большой роли.

Блок-схема устройства с автоматической подстройкой частоты строчного задающего генератора к частоте син-

хроимпульсов изображена на рис. 51. С выхода видеоусилителя телевизионный сигнал подается на амплитудный селектор (желательна схема селектора с повышенной помехоустойчивостью). С выхода амплитудного селектора синхроимпульсы подаются на фазовый детектор. На второй вход фазового детектора подаются импульсы от задающего генератора строчной развертки (в некоторых схемах эти импульсы берутся от выходного каскада строчной развертки).

Фазовый детектор — устройство, на выходе которого создается постоянное напряжение величины, пропорциональной разности фаз двух входных сигналов. Кроме

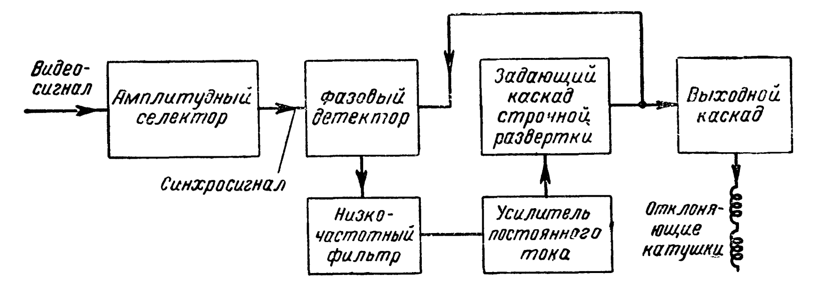


Рис. 51. Блок-схема инерционной строчной синхронизации.

того, знак этого постоянного напряжения (полярность) зависит от того, какой из двух входных сигналов отстает, а какой опережает по фазе.

Постоянное напряжение, полученное на выходе фазового детектора, оказывается смешанным с импульсами помехи. Для устранения импульсов помехи служит низкочастотный фильтр. Низкочастотный фильтр подавляет помеху, т. е. переменную составляющую выходного напряжения, оставляя только постоянное напряжение. Это напряжение затем усиливается усилителем постоянного тока (в некоторых схемах он отсутствует) и подается в сеточную цепь задающего каскада, например, в блокинг-генератор. Это напряжение изменяет частоту колебаний в нужном направлении.

Дело в том, что частота колебаний блокинг-генератора или мультивибратора зависит от напряжения смещения на сетке этого генератора. Регулируя это напряжение, можно изменять частоту колебаний.

При равенстве частот и фаз синхроимпульсов и импульсов задающего генератора напряжение на выходе фазового детектора равно нулю. В таких случаях управляющее напряжение в сеточную цепь задающего генератора не подается.

Рассмотрим подробнее работу всех узлов блок-схемы рис. 51.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ИНЕРЦИОННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Существуют различные принципиальные схемы инерционной синхронизации. В качестве примера можно рассмотреть схему, примененную в телевизоре «Рубин».

Фазовый детектор, применяемый в схемах инерционной синхронизации, содержит обычно два кристаллических диода $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 52). Строчные синхроимпульсы отрицательной полярности подаются через переходной

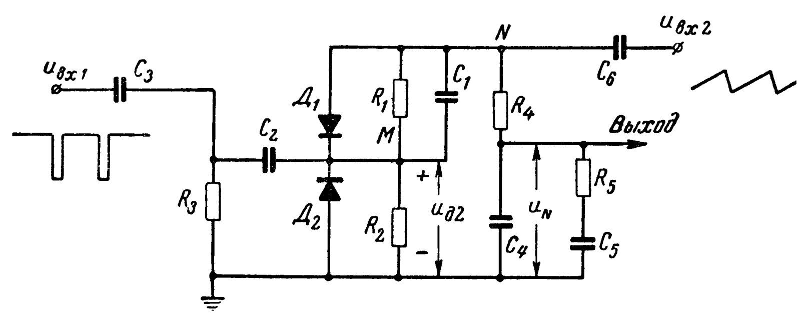


Рис. 52. Принципиальная схема фазового детектора и низкочастотного фильтра.

конденсатор C_3 на сопротивление R_3. Допустим сначала, что пилообразное напряжение $u_{вх2}$, подаваемое с задающего генератора, отсутствует.

Синхроимпульсы через диоды $Д_1$ и $Д_2$ зарядят конденсатор C_2 до величины, равной амплитуде этих импульсов. Напряжение $u_{д2}$ на диоде $Д_2$ (которое подается и на диод $Д_1$), полученное за счет заряда емкости C_2, будет запирать эти диоды, кроме тех моментов времени, когда подаются синхроимпульсы. В эти моменты на диодах напряжение равно нулю (рис. 53,*а*).

Если пилообразное напряжение $u_{вх2}$, поданное на второй вход, совпадает по фазе с синхроимпульсами, т. е. если оно проходит через нуль во время действия синхроимпульсов (рис. 53,*б*), то величина среднего напряжения в точке *М* относительно земли не изменится. В случае если пилообразное напряжение опережает по фазе синхроимпульсы, то в момент поступления синхроимпульса появляется добавочное отрицательное напряжение $\Delta u_{\ominus}$ (рис. 53,*в*), которое через диод $Д_2$ заряжает конденсатор C_1. Точка *N* схемы получает добавочный отрицательный потенциал. Если пилообразное напряжение отстает по фазе (рис. 53,*г*), то в момент действия синхроимпульса появляется добавочное положительное напряжение $\Delta u_{\oplus}$, которое через диод $Д_1$ дополнительно заряжает конденсатор C_2. Точка *N* получает добавочный положительный потенциал (напряжение с конденсатора C_2 подается в точку *N* через сопротивление R_1).

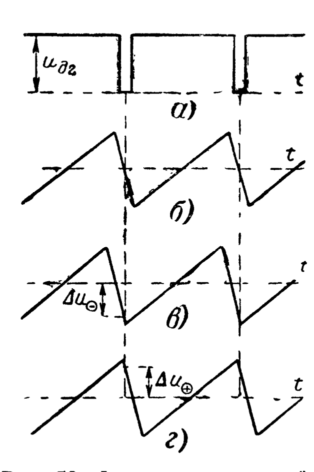


Рис. 53. Форма напряжений в схеме рис. 52.

а — на диоде $Д_2$ при отсутствии напряжения $u_{вх2}$; *б* — напряжение $u_{вх2}$, совпадающее по фазе с $u_{вх1}$; *в* — $u_{вх2}$ опережает по фазе $u_{вх1}$; *г* — $u_{вх2}$ отстает по фазе от $u_{вх1}$.

В схемах фазовых детекторов сравнение фазы синхроимпульсов с фазой пилообразного напряжения производится во время обратного хода, в частности потому, что в связи с малой длительностью обратного хода незначительные расхождения по фазе вызывают быстрый прирост напряжений $\Delta u_{\ominus}$ или $\Delta u_{\oplus}$. Это повышает чувствительность системы.

Постоянные времени цепей разряда конденсаторов C_1 и C_2, т. е. $\tau_1 = C_1R_1$ и $\tau_2 = C_2(R_2 + R_2)$, должны быть возможно меньше, так как импульсы помехи, попадающие в схему вместе с синхроимпульсами и заряжающие емкости C_1 и C_2, могут создать ложное приращение напряжения на выходе фазового детектора. Для быстрого устранения этого ложного приращения необходимо, что-

бы конденсаторы C_1 и C_2 могли быстро разрядиться на свои сопротивления R_1 и R_2+R_3. С другой стороны, слишком малые постоянные времени τ_1 и τ_2 могут привести к тому, что импульсная подзарядка C_1 и C_2 за счет разности фаз полезных входных напряжений будет незначительной за счет чрезмерно быстрого разряда конденсаторов на свои сопротивления в паузе между импульсами. Схема на рис. 52 удовлетворительно работает, если постоянные времени τ_1 и τ_2 выбираются в три — пять раз меньше периода одной строки, т. е.

$$\tau_1 = \tau_2 = \left(\frac{1}{3} \div \frac{1}{5}\right) H \approx 20 \div 15 \text{ мксек.}$$

Например, при $C_1 = C_2 = 150$ *пф*

$$R_1 = R_2 + R_3 = \frac{\tau}{C} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{150 \cdot 10^{-12}} = 100 \text{ ком.}$$

Элементы дифференцирующей цепи C_3R_3 должны быть выбраны так, чтобы устранить влияние кадровых синхроимпульсов и длительных импульсов помехи на работу фазового детектора.

Постоянную времени рассчитывают как обычно:

$$R_3C_3 = \frac{t_c}{2} = \frac{5{,}1}{2} \approx 2{,}5 \text{ мксек.}$$

При $R_3 = 15$ *ком*

$$C_3 = \frac{(R_3R_3)}{R_3} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-6}}{15 \cdot 10^3} \approx 170 \text{ пф.}$$

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ ФИЛЬТР

В схеме рис. 52 этот фильтр образуется из сопротивления R_4 и емкости C_4. Частотная характеристика такого простого фильтра показана на рис. 54,*б*. Импульсы помехи, поступающие на вход фильтра вместе с постоянным выходным напряжением фазового детектора u_N, а также переменные составляющие входных сигналов подавляются фильтром до приемлемой величины (рис. 54,*в*).

Чем больше постоянная времени фильтра R_4C_4, тем лучше подавляются импульсы помех. Однако при чрезмерно большой величине этой постоянной времени инерционность схемы синхронизации оказывается недопустимо большой. В этом случае появившееся на входе

фильтра напряжение u_N, соответствующее разности фаз сравниваемых напряжений, долго не сможет зарядить конденсатор фильтра C_4, а выходное напряжение, образующееся на этом конденсаторе и подаваемое затем на сетку болкинг-генератора, не сможет достаточно быстро сделать частоту последнего равной частоте повторения

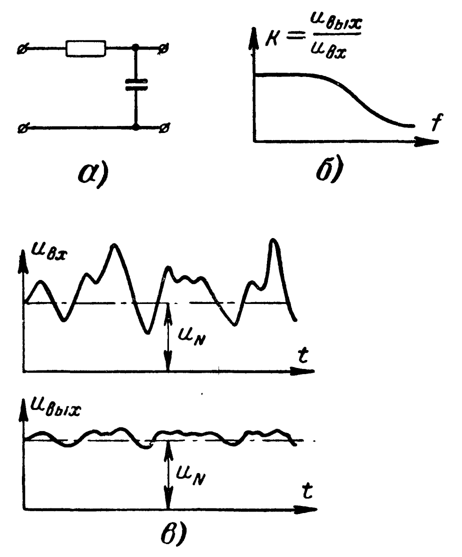


Рис. 54. Работа низкочастотного фильтра.

а — схема фильтра; *б* — частотная характеристика; *в* — подавление помех.

синхроимпульсов. В результате случайное нарушение строчной синхронизации будет устранено не сразу, а постепенно из-за некоторой инерционности схемы.

При недостаточной постоянной времени фильтра помехи не будут эффективно подавлены и, пройдя в сеточную цепь строчного блокинг-генератора, будут вызывать нарушение синхронизации.

УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для уменьшения инерционности схемы при достаточно большой постоянной времени фильтра полезно между этим фильтром и сеточной цепью блокинг-генератора ввести каскад усилителя постоянного тока.

Увеличение скорости нарастания управляющего напряжения на сетке блокинг-генератора будет равно коэффициенту усиления, т. е., например, если коэффициент усиления каскада равен 20, то на выходе этого усилителя напряжение будет расти в 20 раз скорее, чем на входе.

Таким образом, постоянную времени низкочастотного фильтра можно при прочих равных условиях увеличить в число раз, равное коэффициенту усиления усилителя постоянного тока. Одна из возможных схем усилителя

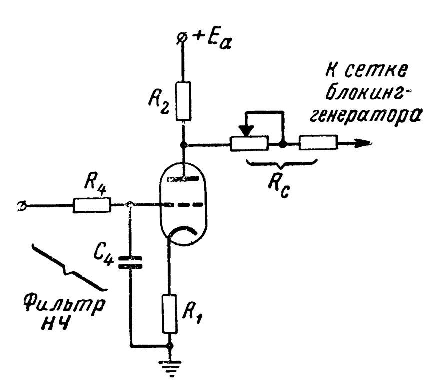


Рис. 55. Схема усилителя постоянного тока.

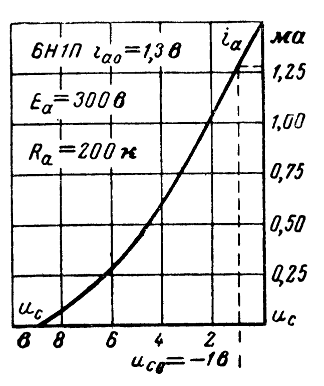


Рис. 56. Сеточная характеристика лампы 6Н1П при большом анодном сопротивлении.

постоянного тока изображена на рис. 55. В качестве лампы усилителя постоянного тока удобно использовать второй триод лампы с двумя триодами, например 6Н8С или 6Н1П.

Для увеличения коэффициента усиления каскада анодное сопротивление R_2 следует выбрать большое. Однако при R_2 больше 150 ÷ 200 *ком* дальнейшего увеличения коэффициента усиления не происходит, а динамическая крутизна сеточной характеристики лампы заметно уменьшается.

Пример. При $R_2 = 200$ *ком*

$$K \approx \mu = 40.$$

Для того чтобы на аноде лампы среднее напряжение составляло $E'_а = E_а = 40$ *в*, необходимо, чтобы на сопротивлении R_2 падало напряжение

$$U_{R2} \approx E_а - E'_а = 300 - 40 = 260 \text{ в}.$$

Ток, протекающий по сопротивлению R_2, составит:

$$i_{a0} = \frac{U_{R2}}{R_2} = \frac{260}{200} = 1,3 \text{ ма}.$$

При $E_а = 300$ *в* и $R_а = 200$ *ком* $i_{a0} = 1,3$ *ма*.

Из сеточной характеристики лампы 6Н1П (рис. 56) находим:

$$u_{c0} = -1 \text{ в}.$$

Сопротивление в цепи катода

$$R_1 = \frac{u_{c0}}{i_{a0}} = \frac{1}{1,3} = 770 \text{ ом}.$$

Следует отметить, что хотя усилитель постоянного тока позволяет значительно увеличить чувствительность схемы автоподстройки строчной частоты, он редко используется в новых схемах телевизоров. Это объясняется тем, что в таком усилителе наблюдается неприятное явление «дрейфа», т. е. небольшие изменения питающих напряжений, фон переменного тока и пр., воздействуя на управляющую сетку лампы усилителя, вызывают усиленные изменения анодного напряжения, что приводит к нестабильности частоты строчного блокинг-генератора.

РЕГУЛИРОВКА ЧАСТОТЫ ЗАДАЮЩЕГО ГЕНЕРАТОРА

После усиления регулирующее напряжение подается в сеточную цепь задающего генератора схемы строчной развертки. В качестве задающего генератора можно использовать блокинг-генератор или мультивибратор. Блокинг-генератор удобнее тем, что для его схемы требуется только одна лампа. Зато схема мультивибратора более чувствительна к управляющим напряжениям регулировки частоты колебаний.

Процесс подстройки частоты при помощи управляющего напряжения можно рассмотреть на примере блокинг-генератора (рис. 57). Введение дополнительного положительного напряжения смещения в сеточную цепь блокинг-генератора вызывает у м е н ь ш е н и е периода колебаний. Вернемся к рис. 5, изображающему форму изменения сеточного напряжения при $E_с = 0$. Кривая *ГА* является разрядом конденсатора C_2 на сопротивление R_2. Если в цепь сетки введено положительное напряжение

смещения E_c (рис. 57,*а*), то конденсатор C_2 будет не разряжаться, а перезаряжаться, напряжение на нем будет стремиться к E_c, т. е. $u_{C2\,(t\to\infty)}=E_c$ (рис. 57,*б*). Из рассмотрения рис. 57,*б* следует, что наличие положительного смещения сокращает период автоколебаний, т. е. $T_1' < T_1$.

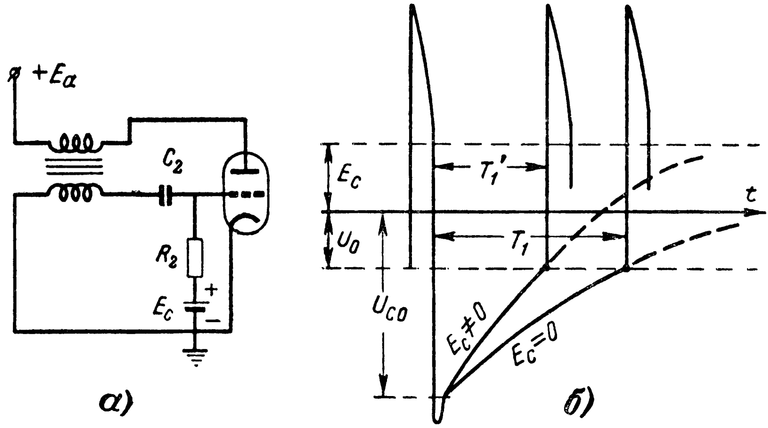


Рис. 57. Блокинг-генератор с положительным смещением в цепи сетки.

а — схема; *б* — импульсная картина.

Приблизительная формула, связывающая характерные значения напряжений в схеме U_{C0} — начальное напряжение на конденсаторе C_2; U_0 — напряжение отсечки сеточной характеристики тока лампы; E_c — положительное смещение на сетке лампы — с периодом колебаний, выглядит следующим образом:

$$T_1 = R_2 C_2 \ln \frac{U_{C0} + E_c}{U_0 + E_c}. \quad (12)$$

Считаем U_{C0} и U_0 не зависящими от E_c, поэтому

$$U_{C0} \approx 0{,}8E_a;\ U_0 \approx \frac{E_a}{\mu},$$

где μ — статический коэффициент усиления лампы.

Подставляя эти выражения через E_a в формулу (12), получим:

$$T_1 = R_2 C_2 \ln \frac{0{,}8\mu + E_c/U_0}{1 + E_c/U_0}. \tag{13}$$

Для упрощения обозначим $E_c/U_0 = x$;

$$T_1 = R_2 C_2 \ln \frac{0{,}8\mu + x}{1 + x}. \tag{14}$$

На рис. 58 изображена зависимость $\frac{T_1}{R_2 C_2} = f(x)$, построенная на основании формулы (14) для лампы 6Н1П, для которой принято:

$$\mu = \frac{E_a}{U_0} = 40.$$

Как видно из графика рис. 58, период автоколебаний эффективно изменяется примерно на участке от $x = 0$ до $x = 20$. Далее кривая $\frac{T_1}{R_2 C_2} = f(x)$ становится пологой,

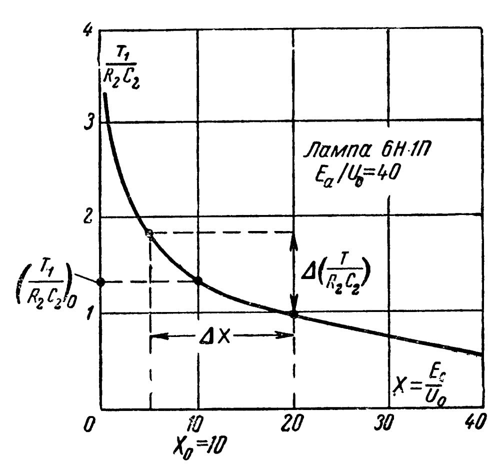


Рис. 58. Зависимость периода колебаний от смещения в сеточной цепи блокинг-генератора.

т. е. значительное изменение x (а, следовательно, и E_c) не вызывает существенного изменения периода автоколебаний.

Анодное напряжение лампы блокинг-генератора обычно составляет около половины напряжения источника питания, т. е. при $E_{а.источн} = 300$ *в* $E_{а.б\text{-}г} = 150$ *в* (остальное напряжение гасится на сопротивлении анодного фильтра R_1C_1 рис. 3,*а*). Если $\mu = 40$ (6Н1П), то

$$U_0 = \frac{E_{а.б\text{-}г}}{\mu} = \frac{150}{40} \approx 4 \ в.$$

Выбрав „рабочую точку" на графике рис. 58 при $x_0 = 10$, получаем:

$$E_{c0} = x_0 U_0 = 10 \cdot 4 = 40 \ в.$$

Постоянная времени низкочастотного фильтра может быть подсчитана по формуле[1]:

$$\tau_ф = R_4 C = aK \frac{U_m}{U_0} \frac{T_1}{T_2} \frac{t_{восст}}{(T_1/R_2C_2)_0}. \tag{15}$$

В этой формуле $a = \dfrac{\Delta\left(\dfrac{T_1}{R_2C_2}\right)}{\Delta x}$ — относительное изменение периода колебаний (см. рис. 58);

K — коэффициент усиления усилителя постоянного тока, включенного между фильтром и блокинг-генератором;

U_m — амплитуда пилообразного напряжения, подаваемого на второй вход фазового детектора;

U_0 — напряжение отсечки тока лампы блокинг-генератора;

T_1/T_2 — отношение длительности прямого хода к длительности обратного;

$\left(\dfrac{T_1}{R_2C_2}\right)_0$ — „средний" относительный период автоколебаний в блокинг-генераторе, определяемый согласно графику рис. 58 величиной

$$(T_1/R_2C_2)_0 = 1{,}35.$$

---

[1] Вывод формулы (15) сложен, поэтому он здесь не приводится.

Исходя из графика рис. 58, считая рабочим участком изменение x от 5 до 20, получим:

$$a = \frac{\Delta\left(\frac{T_1}{R_2C_2}\right)}{\Delta x} = \frac{1{,}8 - 1}{20 - 5} = 0{,}05.$$

Выбрав для усилителя постоянного тока лампу 6Н1П и взяв достаточно большое значение анодной нагрузки (порядка 200 *ком*), получим:

$$K \approx \mu = 40.$$

Напряжения U_m и U_0 обычно одного порядка, т. е. можно принять $U_m/U_0 \approx 1$.

Для строчной развертки $T_1/T_2 \approx 10$.

Подставив эти данные в формулу (15), получим следующую приблизительную связь между постоянной времени низкочастотного фильтра и временем восстановления:

$$\tau_{ф} = 0{,}05 \cdot 40 \cdot 1 \cdot 10 \frac{t_{восст}}{1{,}35} = 15 t_{восст}.$$

Время восстановления $t_{восст}$, в течение которого осуществляется восстановление частоты и фазы блокинг-генератора, расстроенного по отношению к синхроимпульсам, следует выбирать равным 5—15 периодам строчной развертки. Взяв среднюю цифру, получим следующую допустимую величину времени восстановления:

$$t_{восст} = 10H = 10 \cdot 64 = 640 \text{ мксек}.$$

Отсюда допустимая постоянная времени низкочастотного фильтра

$$\tau_{ф} = 15 t_{восст} = 15 \cdot 640 \approx 10 \text{ мсек}.$$

Выбрав $R_4 = 100$ *ком* (схема на рис. 52), определяем емкость:

$$C_4 = \frac{\tau_{ф}}{R_4} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^3} = 0{,}1 \text{ мкф}.$$

Прежде чем закончить рассмотрение помехоустойчивой строчной синхронизации, надо выяснить назначение элементов R_5C_5 схемы на рис. 52. Эта цепочка служит

для ускорения действия автоподстройки, для устранения возможных качаний частоты строчного блокинг-генератора при резком изменении режима работы схемы строчной синхронизации и развертки. Иногда строчный бло-

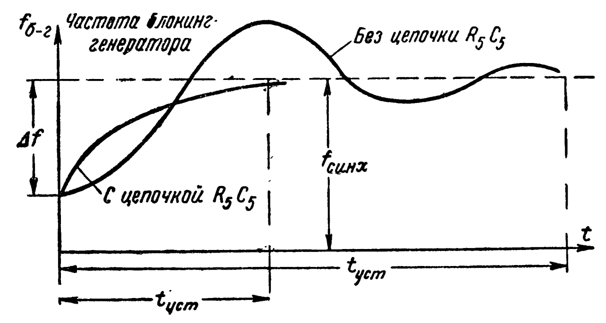


Рис. 59. Установление частоты блокинг-генератора при вхождении в синхронизм.

Δf — начальный скачок частоты.

кинг-генератор может скачком выйти из синхронизации. Это может получиться, например, при быстром уменьшении амплитуды видеосигнала, возникающем при ручной регулировке контрастности, при сравнительно продол-

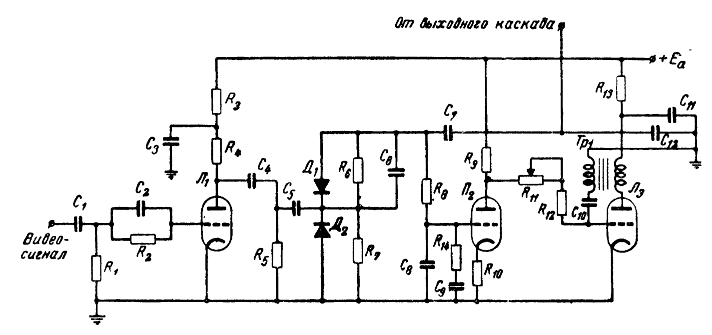


Рис. 60. Схема помехоустойчивой строчной синхронизации

жительном воздействии серии импульсных помех (недалеко от приемника пролетел самолет или прошла автомашина), при резком изменении напряжения питающей сети и пр. Вышедший, таким образом, из синхронизма блокинг-генератор входит снова в синхронизм не сразу;

этот процесс длится некоторое время в основном вследствие инерционности фильтра R_4C_4, имеющего значительную величину постоянной времени. Другими словами, изменение регулирующего напряжения, снимаемого с конденсатора C_4, отстает от более быстрого изменения частоты строчного блокинг-генератора.

Расчеты и опыт показывают, что установление частоты строчного блокинг-генератора после его скачкообразного выхода из синхронизма происходит по закону затухающих колебаний (рис. 59). Время установления ($t_{уст}$) может быть очень значительным (в некоторых случаях, при определенном режиме схемы автоподстройки, качания частоты могут быть незатухающими, т. е. частота блокинг-генератора может беспрерывно колебаться около частоты синхроимпульсов).

Для резкого уменьшения времени установления и служит цепочка R_5C_5. Ориентировочно постоянную времени этой цепочки следует выбирать равной постоянной времени низкочастотного фильтра, т. е.

$$R_5C_5 \approx R_4C_4.$$

Как показано на рис. 59, установление частоты блокинг-генератора, т. е. восстановление синхронизма в случае применения этой цепочки, происходит быстрее и без качаний.

На рис. 60 представлена полная схема инерционной синхронизации строчной развертки. На этой схеме лампа $Л_1$ является амплитудным селектором, $Л_2$—усилителем постоянного тока, $Л_3$—работает в качестве строчного блокинг-генератора. На этой схеме имеются все элементы, назначение которых было рассмотрено выше.

СХЕМА ИНЕРЦИОННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ С СЕТОЧНЫМ ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ

В заключение рассмотрим еще один из вариантов схемы помехоустойчивой строчной синхронизации, показавшей хорошие результаты на практике. В эту схему, изображенную на рис. 61, входят два двойных триода. $Л_1$ является обычным амплитудным селектором, отделяющим синхроимпульсы от полного телевизионного сигнала; $Л_2$ — фазоинверсный каскад, изменяющий полярность синхроимпульсов; $Л_3$ — усилитель постоянного

тока и одновременно сеточный детектор; $Л_4$ — блокинг-генератор строчной развертки.

Импульсы синхронизации, полученные в анодной цепи амплитудного селектора на сопротивлении R_4, после прохождения через каскад на лампе $Л_2$ меняют полярность, т. е. оказываются на анодной нагрузке R_7 положительными. Эти положительные синхроимпульсы подаются затем на сетку лампы $Л_3$. Туда же через сопротивление R_{15} и конденсатор C_{11} подается пилообразное

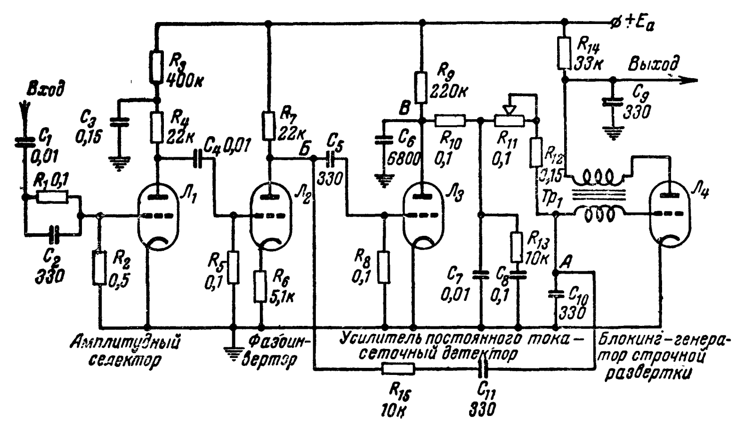


Рис. 61. Схема инерционной синхронизации с сеточным детектированием.

напряжение, снимаемое с конденсатора C_{10} в цепи сетки блокинг-генератора. В точке *Б* схемы эти два напряжения — импульсное и пилообразное — складываются. Если частота и фаза этих напряжений совпадают, то форма суммарного напряжения в точке *Б* будет иметь вид, изображенный на рис. 62,*а*. В этом случае синхроимпульс оказывается в середине обратного хода пилообразного напряжения.

Если по каким-либо причинам собственный период колебаний блокинг-генератора изменится, например увеличится, то, как это показано на рис. 62,*б*, синхроимпульс приподнимется над пилообразным напряжением. При уменьшении собственного периода колебаний синхроимпульс опустится (рис. 62,*в*).

На рис. 62,*г* показан процесс сеточного детектирования лампой $Л_3$. Вершина синхроимпульсов «привязывается» сеточными токами к нулевому уровню (ср.

рис. 26). Таким образом, в зависимости от взаимного положения синхроимпульсов и пилообразного напряжения будет меняться средняя величина анодного тока лампы $i_{ср}$. Например, во втором случае, когда синхроимпульсы приподнимаются над пилообразным напряжением, средний анодный ток падает, увеличивается постоянное напряжение на аноде лампы $Л_3$ (точка $В$ схемы),

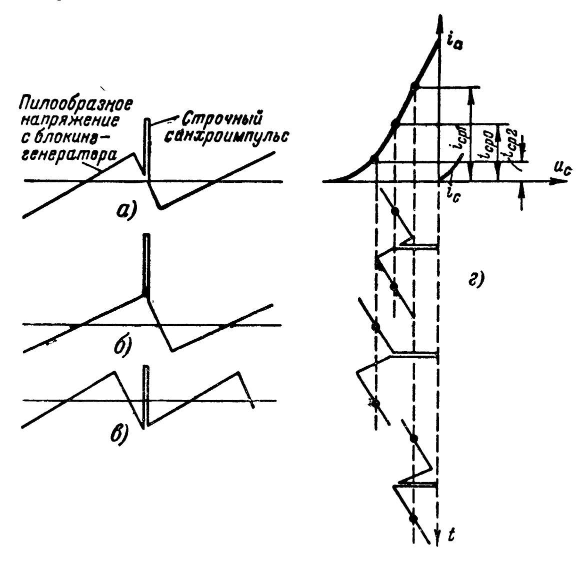


Рис. 62. Форма напряжения в точке $Б$ схемы на рис. 61.

а — периоды синхроимпульсов и пилообразного напряжения точно совпадают, *б* — период пилообразного напряжения несколько больше периода синхроимпульсов; *в* — период пилообразного напряжения несколько меньше периода синхроимпульсов; *г* — процесс изменения средней величины анодного тока.

на сетку лампы блокинг-генератора через сопротивления R_{10}, R_{11}, R_{12} подается добавочное положительное напряжение и поэтому период блокинг-генератора изменяется в нужную сторону, т. е. уменьшается.

Элементы R_{10} и C_7 образуют сглаживающий фильтр, принципы работы и рекомендации по выбору параметров которого были даны ранее (стр. 81).

Кратко поясним назначение других элементов схемы рис. 61.

Сопротивление R_6 в катоде фазоинверсного каскада выбирается большим (5,1 *ком*) по следующим причинам,

Во-первых, для этого каскада не ставится задача усиления напряжения синхроимпульсов, так как на сетку лампы $Л_3$ достаточно подавать напряжение, имеющее размах в несколько вольт. С этой целью большое катодное сопротивление R_6, не шунтированное блокировочной емкостью, эффективно снижает коэффициент усиления этого каскада. Во-вторых, пилообразное напряжение, снимаемое с конденсатора C_{10} и подаваемое через R_{15} и C_{11} на сетку лампы $Л_3$, шунтируется внутренним сопротивлением лампы $Л_2$, так как это напряжение оказывается одновременно поданным и на анод этой лампы. Если внутреннее сопротивление лампы мало, эта шунтировка может существенно уменьшить амплитуду пилообразного напряжения. Для эффективного увеличения действующего внутреннего сопротивления лампы служит большое сопротивление R_6:

$$R_{i_{действ}} = R_i (1 + SR_6),$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы; S — крутизна сеточной характеристики. Например, при $R_6 = 5{,}1$ *ком* и $S = 3$ *ма/в* (лампа 6Н1П)

$$R_{i_{действ}} = R_i (1 + 3 \cdot 5{,}1) \simeq 16 R_i,$$

т. е. внутреннее сопротивление как бы увеличивается в 16 раз.

Сопротивление R_{15} включается для того, чтобы синхроимпульсы, имеющиеся в точке *Б* схемы, не замыкались на землю через конденсаторы C_{10} и C_{11}. Конденсатор C_6 в анодной цепи усилителя постоянного тока служит для фильтрации переменной составляющей анодного напряжения. Таким образом, низкочастотный фильтр состоит из двух звеньев: первое звено R_9C_6 и второе звено $R_{10}C_7$.

Элементы $R_{13}C_8$ образуют успокоительную цепочку (ее назначение объяснено на стр. 89).

На зарядно-разрядной цепочке R_{14} и C_9 образуется пилообразное напряжение, подаваемое затем в сеточную цепь выходного каскада строчного усилителя пилообразного тока.

Частота колебаний в блокинг-генераторе регулируется переменным сопротивлением R_{11}.

Преимущества схемы рис. 61 по сравнению, например, со схемой рис. 60 с двумя диодами заключаются

в значительно более устойчивой работе усилителя постоянного тока. Пик-детектирование в сеточной цепи лампы $Л_3$ усилителя постоянного тока и наличие «привязки» вершин подаваемых на сетку импульсов автоматически стабилизируют режим работы этого каскада.

Некоторым недостатком схемы рис. 61 является необходимость введения дополнительного фазоинверсного каскада.

ЛИТЕРАТУРА

Халфин А. М., Основы телевизионной техники, Советское радио, 1955.

Катаев С. И., Генераторы импульсов телевизионной развертки, Госэнергоиздат, 1951.

Варбанский А. М., Телевизионная техника, Госэнергоиздат, 1959.

Самойлов В. Ф., Генераторы пилообразного тока в телевизоре, Связьиздат, 1960.

Ельяшкевич С. А., Справочник по телевизионным приемникам, Госэнергоиздат, 1958.

Самойлов Г. П., Развертывающие устройства в телевизорах и их неисправности, Госэнергоиздат, 1958.

Игнатьев Н. К., Телевидение, Связьиздат, 1958.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 19 коп.

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

ВЫШЛИ ИЗ ПЕЧАТИ СЛЕДУЮЩИЕ ВЫПУСКИ:

Г. П. Самойлов. Ремонт развертывающих устройств телевизоров, 104 стр., тираж 100 000 экз., ц. 23 коп., вып. 377.

П. А. Попов. Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты, 104 стр., тираж 60 000 (1-й завод 10 000 экз.), ц. 23 коп., вып. 378.

Т. И. Изюмова и В. Т. Свиридов Полые и ленточные радиоволноводы, 96 стр., тираж 32 000 экз., ц. 22 коп., вып. 379.

И. П. Жеребцов. Основы электроники (учебная серия), 608 стр., тираж 100 000 (1-й завод 20 000 экз.), ц. 1 р. 54 к., вып. 380.

Е. М. Мартынов. Электронные устройства дискретного действия, 128 стр., тираж 40 000 экз., ц. 30 коп., вып. 381.

Г. П. Грудинская. Распространение ультракоротких волн (издание второе, переработанное), 104 стр., тираж 50 000 экз. (1-й завод 15 000 экз.), ц. 23 коп., вып. 382.

И. Я. Брейдо. Ламповые усилители сигналов постоянного тока, 88 стр., тираж 5 000 (1-й завод 10 000 экз.), ц. 20 коп., вып. 384.

Г. Б. Богатов. Как было получено изображение обратной стороны Луны, 64 стр., тираж 50 000 (1-й завод 10 000 экз.), ц. 14 коп., вып. 385.

С. Е. Загик и Л. М. Капчинский. Приемные телевизионные антенны, 178 стр., тираж 140 000 экз. (1-й завод 10 000 экз.), ц. 27 коп., вып. 386.

ПЕЧАТАЮТСЯ:

А. М. Бройде и Ф. И. Тарасов. Справочник по электровакуумным и полупроводниковым приборам.

С. А. Ельяшкевич. Устранение неисправностей в телевизоре.

А. И. Зиньковский. Радиотехника и космические полеты.

Г. П. Самойлов. Уход за телевизором.

А. А. Корнеев и А. Н. Корнеев. Адаптеризованная гитара.

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ заказов на книги не принимает и книг не высылает. Книги, выходящие массовым тиражом, высылают наложенным платежом без задатка отделения «Книга—почтой».

ЗАКАЗЫ можно направлять: **г. Москва, В-218, 5-я Черемушкинская ул., 14, Книжный магазин № 93 «Книга—почтой».**

РЕКОМЕНДУЕМ заказывать литературу только по плану текущего года. Книги Массовой радиобиблиотеки расходятся очень быстро, и поэтому выпуски прошлых лет давно уже все распроданы.

ВЫСЫЛКУ КНИГ наложенным платежом производит также магазин технической книги № 8 «Книга—почтой», Москва, Петровка, 15.